



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2010년09월13일  
(11) 등록번호 10-0981694  
(24) 등록일자 2010년09월06일

(51) Int. Cl.

G10L 19/04 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2004-7016161  
(22) 출원일자(국제출원일자) 2003년03월20일  
심사청구일자 2008년03월20일  
(85) 번역문제출일자 2004년10월08일  
(65) 공개번호 10-2004-0101429  
(43) 공개일자 2004년12월02일  
(86) 국제출원번호 PCT/IB2003/001154  
(87) 국제공개번호 WO 2003/085645  
국제공개일자 2003년10월16일

(30) 우선권주장  
02076408.0 2002년04월10일  
유럽특허청(EPO)(EP)

(56) 선행기술조사문헌  
US04815132 A1\*  
US05511093 A1\*  
Robbert G. van der Wall et al. "Subband Coding of Stereophonic Digital Audio Signals", ICASSP-91., 1991 International Conference on, 14-17 Apr 1991, pages 3601-3604.

\*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자  
코닌클리케 필립스 일렉트로닉스 엔.브이.  
네델란드왕국, 아인드호펜, 그로네보르스베그 1

(72) 발명자  
아알츠, 로날더스, 엠.  
네델란드 왕국, 아인드호펜 엔엘-5656 에이에이, 홀스틀라안 6  
이완, 로이  
네델란드 왕국, 아인드호펜 엔엘-5656 에이에이, 홀스틀라안 6

(74) 대리인  
장훈

전체 청구항 수 : 총 13 항

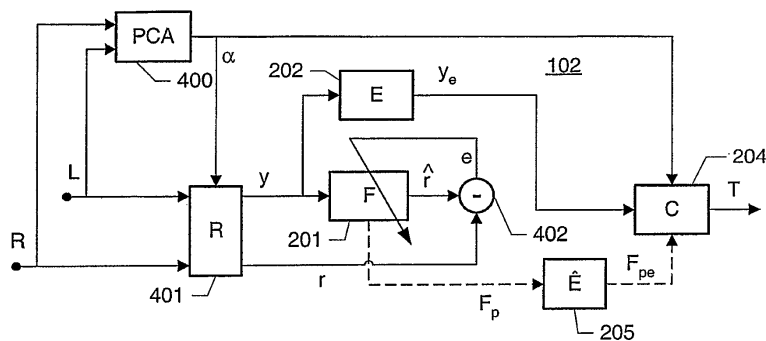
심사관 : 장호근

(54) 스테레오 신호들의 코딩

(57) 요약

본 발명은 적어도 제 1 신호 성분(y)과 제 2 신호 성분( $\Gamma$ )을 포함하는 다채널 신호를 인코딩하는 방법을 개시한다. 예측 필터는 입력으로서 제 1 신호 성분을 수신할 때 제 2 신호 성분의 추정(P)을 제공하도록 상기 예측 필터(201)의 필터 파라미터들( $F_p$ )의 세트를 결정하는 단계; 및 상기 제 1 신호 성분 및 상기 필터 파라미터들의 세트로서 상기 다채널 신호를 나타내는 단계를 포함한다. 다채널 신호들을 인코딩하기 위한 대응하는 장치 및 이러한 신호를 디코딩하기 위한 대응하는 방법 및 장치를 더 개시한다.

대표도 - 도4



**특허청구의 범위**

**청구항 1**

적어도 제 1 신호 성분( $S_1, y$ )과 제 2 신호 성분( $S_2, r, r_1, \dots, r_{n-1}$ )을 포함하는 다채널 신호(multichannel signal)를 인코딩하는 방법으로서, 상기 제 1 신호 성분은 다수의 소스 신호 성분들( $L, R, S_1, \dots, S_n$ )을 포함하는 소스 다채널 신호(source multichannel signal)의 주성분 신호( $y$ )이고 상기 제 2 신호 성분은 대응하는 잔류 신호(residual signal:  $r, r_1, \dots, r_{n-1}$ )인, 상기 다채널 신호 인코딩 방법에 있어서,

예측 필터(201)가 입력으로서 상기 제 1 신호 성분을 수신할 때 상기 제 2 신호 성분의 추정 ( $\hat{S}_2, \hat{r}, \hat{r}_1, \dots, \hat{r}_{n-1}$ )을 제공하도록 상기 예측 필터의 필터 파라미터들의 세트( $F_p, F_{p1}, \dots, F_{p(n-1)}$ )를 결정하는 단계; 및

상기 제 1 신호 성분과 상기 필터 파라미터들의 세트로써 상기 다채널 신호를 나타내는 단계를 포함하고,

상기 방법은, 적어도 상기 제 1 및 제 2 소스 신호 성분들을, 대부분의 신호 에너지를 포함하는 주성분 신호 및 상기 주성분 신호보다 적은 에너지를 포함하는 적어도 상기 잔류 신호로의 미리 결정된 변환에 의해 변환하는 단계를 더 포함하고, 상기 미리 결정된 변환은 적어도 하나의 변환 파라미터( $a, W_L, W_R, w$ )에 의해 파라미터화되며,

상기 제 1 신호 성분과 상기 필터 파라미터들의 세트로써 상기 다채널 신호를 나타내는 단계는 상기 주성분 신호, 상기 필터 파라미터들의 세트, 및 상기 변환 파라미터들으로써 상기 다채널 신호를 나타내는 단계를 더 포함하는, 다채널 신호 인코딩 방법.

**청구항 2**

제 1 항에 있어서,

상기 필터 파라미터들의 세트를 결정하는 단계는 상기 제 2 신호 성분과 상기 추정된 신호 성분간의 차이가 미리 결정된 값보다 작도록 필터 파라미터들을 결정하는 단계를 포함하는, 다채널 신호 인코딩 방법.

**청구항 3**

제 2 항에 있어서,

상기 제 2 신호 성분과 상기 추정된 신호 성분 간의 차이가 미리 결정된 값보다 작지 않다면, 상기 제 1 신호 성분과 상기 필터 파라미터들의 세트로써 상기 다채널 신호를 나타내는 단계는 상기 제 1 신호 성분, 상기 필터 파라미터들의 세트, 및 상기 제 2 신호 성분과 추정된 신호 성분 간의 차이를 나타내는 에러 신호( $e$ )로써 상기 다채널 신호를 나타내는 단계를 더 포함하는, 다채널 신호 인코딩 방법.

**청구항 4**

제 1 항 내지 제 3 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 제 1 신호 성분은 제 1 신호 에너지에 대응하고 상기 제 2 신호 성분은 상기 제 1 신호 에너지보다 작은 제 2 신호 에너지에 대응하는 것을 특징으로 하는, 다채널 신호 인코딩 방법.

**청구항 5**

제 1 항 내지 제 3 항 중 어느 한 항에 있어서,

다채널 소스 신호의 적어도 제 1 소스 신호 성분( $L, S_1$ )과 제 2 소스 신호 성분( $R, S_2, \dots, S_n$ )을 상기 제 1 및 상기 제 2 신호 성분들로 변환하는 단계를 더 포함하는, 다채널 신호 인코딩 방법.

**청구항 6**

제 5 항에 있어서,

상기 다채널 소스 신호는 좌(L) 및 우(R) 신호 성분을 포함하는 입체 음향 신호(stereophonic signal)를 포함하

는, 다채널 신호 인코딩 방법.

**청구항 7**

삭제

**청구항 8**

제 1 항에 있어서,

상기 미리 결정된 변환은 회전이고, 상기 변환 파라미터는 회전각에 대응하는, 다채널 신호 인코딩 방법.

**청구항 9**

제 1 항 내지 제 3 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 필터 파라미터들의 세트를 결정하는 단계는 상기 제 2 신호 성분과 상기 제 2 신호 성분의 추정 사이의 상관(correlation)의 측정치(measure)가 증가하도록 상기 제 2 신호 성분의 추정을 스케일링하기 위한 적어도 하나의 스케일링 파라미터( $\beta_1, \beta_2$ )를 결정하는 단계를 더 포함하는, 다채널 신호 인코딩 방법.

**청구항 10**

다채널 신호 정보를 디코딩하는 방법에 있어서,

제 1 신호 성분( $y_1', S_1'$ ) 및 필터 파라미터들의 세트( $F_p$ )를 수신하는 단계, 및

수신된 필터 파라미터들의 세트에 대응하는 예측 필터(304)를 사용하여 제 2 신호 성분 ( $\hat{S}'_2, \hat{r}'$ )을 추정하는 단계로서, 상기 예측 필터는 상기 수신된 제 1 신호 성분을 입력으로서 수신하는, 상기 추정 단계를 포함하고,

상기 제 1 신호 성분을 수신하는 단계는 변환 파라미터( $a, W_L, W_R, w$ )를 수신하는 단계를 더 포함하고, 상기 제 1 신호 성분은 소스 다채널 신호의 적어도 제 1(L) 및 제 2(R) 소스 신호 성분의 미리 결정된 변환의 결과에 대응하고, 상기 미리 결정된 변환은 적어도 상기 변환 파라미터에 의해 파라미터화되며,

상기 방법은, 상기 수신된 제 1 신호 성분( $y'$ ) 및 상기 추정된 제 2 신호 성분( $\hat{r}'$ )을 역변환함으로써 제 1(L') 및 제 2(R') 디코딩된 신호 성분을 생성하는 단계를 더 포함하는, 다채널 신호 정보 디코딩 방법.

**청구항 11**

삭제

**청구항 12**

적어도 제 1 신호 성분(L,  $S_1$ ) 및 제 2 신호 성분(R,  $S_2, \dots, S_n$ )을 포함하는 다채널 신호를 인코딩하는 장치로서, 상기 제 1 신호 성분은 다수의 소스 신호 성분들(L, R,  $S_1, \dots, S_n$ )을 포함하는 소스 다채널 신호의 주성분 신호( $y$ )이고 상기 제 2 신호 성분은 대응하는 잔류 신호( $r, r_1, \dots, r_{n-1}$ )인, 상기 다채널 신호 인코딩 장치에 있어서,

상기 제 2 신호 성분을 추정하기 위한 예측 필터(201)로서, 상기 예측 필터는 필터 파라미터들의 세트( $F_p, F_{p1}, \dots, F_{p(n-1)}$ )에 대응하고 입력으로서 상기 제 1 신호 성분을 수신하는, 상기 예측 필터; 및

상기 제 1 신호 성분 및 상기 필터 파라미터들의 세트로써 상기 다채널 신호를 나타내기 위한 처리 수단(204)을 포함하고,

상기 장치는, 적어도 상기 제 1 및 제 2 소스 신호 성분들을, 대부분의 신호 에너지를 포함하는 주성분 신호 및 상기 주성분 신호보다 적은 에너지를 포함하는 적어도 상기 잔류 신호로의 미리 결정된 변환에 의해 변환하는 수단을 더 포함하고, 상기 미리 결정된 변환은 적어도 하나의 변환 파라미터에 의해 파라미터화되며,

상기 처리 수단은 또한 상기 주성분 신호, 상기 필터 파라미터들의 세트, 및 상기 변환 파라미터들으로써 상기 다채널 신호를 나타내도록 구성된, 다채널 신호 인코딩 장치.

**청구항 13**

적어도 두 개 신호 성분들에 대응하는 다채널 신호를 디코딩하기 위한 장치에 있어서,

상기 다채널 신호의 제 1 신호 성분( $S_1', y'$ ) 및 필터 파라미터들의 세트( $F_p$ )를 수신하기 위한 수신하는 수단 (108,106); 및

상기 다채널 신호의 제 2 신호 성분( $\hat{S}'_2, \hat{f}'$ )을 추정하기 위한 예측 필터로서, 상기 수신된 필터 파라미터들의 세트 및 상기 수신된 제 1 신호 성분을 입력으로서 수신하는, 상기 예측 필터를 포함하고,

상기 수신 수단은 또한 변환 파라미터( $\alpha, W_L, W_R, w$ )를 수신하도록 구성되고, 상기 제 1 신호 성분은 소스 다채널 신호의 적어도 제 1(L) 및 제 2(R) 소스 신호 성분의 미리 결정된 변환의 결과에 대응하고, 상기 미리 결정된 변환은 적어도 상기 변환 파라미터에 의해 파라미터화되며,

상기 장치는, 상기 수신된 제 1 신호 성분( $y'$ ) 및 상기 추정된 제 2 신호 성분( $\hat{f}'$ )을 역변환함으로써 제 1(L') 및 제 2(R') 디코딩된 신호 성분을 생성하는 수단을 더 포함하는, 다채널 신호 디코딩 장치.

**청구항 14**

삭제

**청구항 15**

적어도 제 1 신호 성분( $S_1, y$ ) 및 제 2 신호 성분( $S_2, r, r_1, \dots, r_{n-1}$ )을 포함하는 다채널 신호를 인코딩하는 방법에 의해 생성된 다채널 신호 정보를 나타내는 데이터 레코드를 포함하는 컴퓨터 판독 가능 매체(110)에 있어서,

상기 제 1 신호 성분은 다수의 소스 신호 성분들(L,R, $S_1, \dots, S_n$ )을 포함하는 소스 다채널 신호의 주성분 신호( $y$ )이고 상기 제 2 신호 성분은 대응하는 잔류 신호( $r, r_1, \dots, r_{n-1}$ )이고,

상기 방법은,

예측 필터(201)가 입력으로서 상기 제 1 신호를 수신할 때 상기 제 2 신호 성분의 추정( $\hat{S}_2, \hat{f}, \hat{r}_1, \dots, \hat{r}_{n-1}$ )을 제공하도록 상기 예측 필터의 필터 파라미터들의 세트( $F_p, F_{p1}, \dots, F_{p(n-1)}$ )를 결정하는 단계; 및

상기 제 1 신호 성분 및 상기 필터 파라미터들의 세트로써 상기 다채널 신호를 나타내는 단계를 포함하고,

상기 방법은, 적어도 상기 제 1 및 제 2 소스 신호 성분들을, 대부분의 신호 에너지를 포함하는 주성분 신호 및 상기 주성분 신호보다 적은 에너지를 포함하는 적어도 상기 잔류 신호로의 미리 결정된 변환에 의해 변환하는 단계를 더 포함하고, 상기 미리 결정된 변환은 적어도 하나의 변환 파라미터( $\alpha, W_L, W_R, w$ )에 의해 파라미터화되며,

상기 제 1 신호 성분과 상기 필터 파라미터들의 세트로써 상기 다채널 신호를 나타내는 단계는 상기 주성분 신호, 상기 필터 파라미터들의 세트, 및 상기 변환 파라미터들로서 상기 다채널 신호를 나타내는 단계를 더 포함하는, 컴퓨터 판독 가능 매체.

**청구항 16**

다채널 신호를 통신하기 위한 디바이스로서, 적어도 제 1 신호 성분(L, $S_1$ ) 및 제 2 신호 성분(R, $S_2, \dots, S_n$ )을 포함하는 다채널 신호를 인코딩하기 위한 장치를 포함하고, 상기 제 1 신호 성분은 다수의 소스 신호 성분들(L,R, $S_1, \dots, S_n$ )을 포함하는 소스 다채널 신호의 주성분 신호( $y$ )이고 상기 제 2 신호 성분은 대응하는 잔류 신호( $r, r_1, \dots, r_{n-1}$ )인, 상기 다채널 신호를 통신하기 위한 디바이스에 있어서,

상기 제 2 신호 성분을 추정하기 위한 예측 필터(201)로서, 필터 파라미터들의 세트( $F_p, F_{p1}, \dots, F_{p(n-1)}$ )에 대응하고, 입력으로서 상기 제 1 신호 성분들을 수신하는, 상기 예측 필터; 및

상기 제 1 신호 성분 및 상기 필터 파라미터들의 세트로써 상기 다채널 신호를 나타내기 위한 처리 수단(204)을

포함하고,

상기 장치는, 적어도 상기 제 1 및 제 2 소스 신호 성분들을, 대부분의 신호 에너지를 포함하는 주성분 신호 및 상기 주성분 신호보다 적은 에너지를 포함하는 적어도 상기 잔류 신호로의 미리 결정된 변환에 의해 변환하는 수단을 더 포함하고, 상기 미리 결정된 변환은 적어도 하나의 변환 파라미터( $\alpha, W_L, W_R, w$ )에 의해 파라미터화되며,

상기 처리 수단은 또한 상기 주성분 신호, 상기 필터 파라미터들의 세트, 및 상기 변환 파라미터들으로써 상기 다 채널 신호를 나타내도록 구성된, 다채널 신호 통신 디바이스.

## 명세서

### 기술분야

[0001] 본 발명은 적어도 제 1 및 제 2 신호 성분을 포함하는 다채널 신호들(multichannel signals)의 코딩(coding)에 관한 것이다. 특히, 본 발명은 입체 음향 신호들(stereophonic signals)과 같은 멀티포닉 오디오 신호들(multiphonic audio signals)의 코딩에 관한 것이다.

### 배경기술

[0002] 입체 음향 오디오 신호(stereophonic audio signal)들은 스테레오 신호 소스(stereo signal source), 예를 들면 분리된 마이크로폰들로부터 생길 수 있는 좌(L)와 우(R) 신호 성분을 포함한다. 상기 오디오 신호들의 코딩은, 예를 들면 인터넷과 같은 통신 네트워크, 모뎀과 아날로그 전화선들, 모바일 통신 채널들 또는 다른 무선 네트워크들 등을 통한 사운드 신호들(sound signals)의 효과적인 전송을 허용하고, 칩 카드(chip card) 또는 한정된 기억 용량을 가진 다른 기억 매체에 입체 음향의 사운드 신호를 저장하기 위하여, 입체 음향 신호의 비트 레이트(bit rate)를 줄이는 것을 목표로 한다.

[0003] 미국 특허 제 6,121,904 호는 좌와 우 스테레오 채널들에 대한 대응하는 프리딕터(predictor)를 포함하는 디지털 오디오 신호들을 압축하기 위한 압축기(compressor)를 개시한다. 상기 좌 채널을 위한 프리딕터는 현재와 이전의 우측 오디오 신호의 샘플뿐만 아니라 좌측 오디오 신호의 현재 샘플과 이전의 샘플들을 수신하고, 좌 신호의 예측된 다음 샘플을 생성한다. 유사하게, 상기 우측 채널을 위한 프리딕터는 좌 오디오 신호의 현재의 샘플과 이전의 샘플뿐만 아니라, 우측 오디오 채널의 현재의 샘플과 이전의 샘플들을 수신하고, 상기 우 신호의 예측된 다음 샘플을 생성한다.

### 발명의 상세한 설명

[0004] 본 발명의 목적은 낮은 비트 레이트(low bit rate)로 다채널 신호들(multichannel signals)을 코딩하는 방법 및 코딩을 위한 장치를 제공하는 것이다.

[0005] 상기 및 다른 목적들은, 적어도 제 1 신호 성분과 제 2 신호 성분을 포함하는 다채널 신호를 인코딩하는 방법으로서,

[0006] 예측 필터(prediction filter)가 입력으로써 제 1 신호 성분을 수신할 때 제 2 신호의 추정을 제공하도록 예측 필터의 필터 파라미터(parameter)들의 세트를 결정하는 단계; 및

[0007] 제 1 신호 성분과 필터 파라미터들의 세트로써 다채널 신호를 나타내는 단계를 포함하는, 다채널 신호를 인코딩하는 방법에 의해 달성된다.

[0008] 따라서, 제 1 신호 성분 및 필터 파라미터들의 세트로써 다채널 신호를 인코딩함으로써, 상기 다채널 신호는 단일 채널, 예를 들면 모노 채널(mono channel)의 비트 레이트보다 약간 높은 비트 레이트로 인코딩된다. 결과로서 얻어진 인코딩된 신호는 저장 및/또는 수신기(receiver)에 통신될 수 있다. 본 발명은 많은 다채널 신호들에 대해 단일 신호 성분은 적응 필터 프로세스(adaptive filter process)에 의해 다채널 신호의 적어도 하나의 다른 채널로부터 예측될 수 있다는 인식에 기초하고 있다. 따라서, 상기 결정된 필터 파라미터들은 디코더(decoder)에 통신될 때, 디코더가 제 2 신호 성분을 모델화함으로써, 상기 다채널 신호는 제 1 신호 성분과 필터 파라미터들을 기초로 하여 검색될 수 있다.

- [0009] 용어 다채널 신호는 두 개 이상의 상호 관계의 신호 성분들을 포함하는 어떤 신호를 포함한다. 그와 같은 신호들의 예들은, 동일한 오디오 프레젠테이션의 동조된 레코딩들(synchronized recordings)을 포함하는, 입체 음향 신호들, 또는 동종의 것들과 같은, 다중 음향의 오디오 신호들을 포함한다. 본 발명의 어떤 실시예들에 따라, 상기 다채널 신호는 다채널 소스 신호의 변환된 신호 성분들, 예를 들면 L과 R 스테레오 신호들을 본 발명에 따른 또 다른 실시예들에 의해 한 신호 성분을 모델링(modelling)하기 위해 더 적합할 수 있는 변환된 신호들의 세트로 변환함에 의해 생성된 변환된 입체 음향 신호 성분들을 포함한다. 다채널 신호들의 다른 예들은 DVD(Digital Versatile Disc) 또는 슈퍼 오디오 콤팩트 디스크(Super Audio Compact Disc) 등으로부터 수신된 신호들을 포함한다.
- [0010] 본 발명의 바람직한 실시예에서, 필터 파라미터들의 세트를 결정하는 단계는 제 2 신호 성분 및 추정된 신호 성분의 차이가 예측된 값보다 작도록 상기 필터 파라미터들을 결정하는 단계를 포함한다. 모델링된 신호(modelled signal)와 제 2 신호 성분의 차이가 작으면, 상기 모델링된 신호는 상기 제 2 신호 성분의 양호한 추정을 제공한다. 이와 같이, 품질의 측정은 제 2 신호 성분의 모델링을 위해서 제공되고, 그것에 의해 본 발명에 따른 코딩 프로세스는 품질에서 최소 변형, 예를 들면 스테레오 오디오 신호들의 신호의 최소 가청 왜곡들의 예를 제공하는 것을 보증한다.
- [0011] 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따르면, 제 1 신호 성분 및 필터 파라미터들의 세트로써 다채널 신호를 나타내는 단계는 제 1 신호 성분으로써 다채널 신호, 필터 파라미터들, 및 만약 차이가 미리 예측된 값보다 작지 않다면, 상기 제 2 신호와 상기 추정된 신호 성분들의 차이를 표시하는 에러 신호(error signal)를 나타내는 단계를 더 포함한다.
- [0012] 그러므로, 만약 필터링(filtering)의 단계에 의해 주어진 예측된 신호가 제 2 신호 성분에 충분히 잘 맞지 않으면, 상기 에러 신호는 인코딩된 신호 안에 포함되고, 그것에 의해 상기 디코더에 추가적인 정보를 제공한다. 상기 디코더는 예측된 신호를 수신된 에러 신호와 결합시키고, 그것에 의해 제 2 신호 성분의 양호한 근사를 얻을 것이다. 에러 신호 통신을 위해 사용된 상기 비트 레이트는 예를 들면 주어진 시간에서 통신 연결을 이용할 수 있는 상기 대역폭에 따라서 바뀔 수 있다. 이와 같이, 신호를 통신하는 데 사용되는 상기 비트 레이트와 수신기에서 상기 신호 품질 간의 트레이드-오프를 위한 가능성을 제공하는 것이 본 발명의 이점이다. 그러므로, 예를 들면 상기 에러 신호에 허용된 순응적인 비트 레이트 증가 또는 감소에 의해, 우아한 성능 저하(graceful degradation)를 위한 기계 장치가 제공된다.
- [0013] 본 발명의 다른 바람직한 실시예에서, 상기 방법은 적어도 다채널 소스 신호의 제 1 소스 신호 성분 및 제 2 소스 신호 성분을 제 1 및 제 2 신호 성분들로 변환하는 단계를 더 포함한다. 따라서, 제 1 및 제 2 소스 신호 성분들은 제 1 및 제 2 신호 성분들의 각각의 결합들이고, 그것에 의해 예측 필터에 대응하는 소스 신호들로서 상기 제 2 신호 성분을 예측하기에 더 적절한 입력 신호를 제공한다. 변환들의 예들은 제 1 및 제 2 소스 신호들의 선형 조합들, 예를 들면, 입체 음향 스테레오의 경우에, 조합들 L+R과 L-R을 포함한다. 다른 예들은 신호 영역 내에서 회전들과 다른 변환들을 포함한다. 상기 변환은 고정되거나 적응성일 수 있는 변환 파라미터들에 의해 파라미터화될 수 있다. 즉, 그들은 소스 신호의 특성들에 따라 적응될 수 있다.
- [0014] 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 있어서,
- [0015] 제 1 신호 성분은 다수의 소스 신호 성분들을 포함하는 소스 다채널 신호의 주성분 신호(principal component signal)이고 제 2 신호 성분은 대응하는 잔류 신호(residual signal)이고;
- [0016] 미리 결정된 변환에 의해 적어도 제 1 및 제 2 소스 신호 성분들을 대부분의 상기 신호 에너지를 포함하는 상기 주성분 신호와 상기 주성분 신호보다 적은 에너지를 포함하는 적어도 잔류 신호로 변환하는 단계를 더 포함하고, 상기 미리 결정된 변환은 적어도 하나의 변환 파라미터에 의해 파라미터화되는 상기 변환 단계; 및
- [0017] 다채널 신호를 제 1 신호 성분과 필터 파라미터들의 세트로써 나타내는 단계는 주성분 신호, 필터 파라미터들의 세트, 및 변환 파라미터들으로써 상기 다채널 신호를 나타내는 단계를 더 포함한다.
- [0018] 그러므로, 본 실시예에 따라, 다채널 신호는 주 신호와 변환 파라미터, 그리고 수신기가 상기 작은 잔류 신호를 모델링하게 하는 필터 파라미터들의 세트에 의해 표현되고, 그것에 의해 상기 다채널 신호에 대한 코딩 효율(coding efficiency)을 개선한다. 본 실시예는 많은 다채널 신호들, 예를 들면 음악과 음성 신호들(speech signals)에 대한 오디오 신호의 경우, 잔류 신호는 주 신호의 필터링된 버전으로써 정확하게 추정될 수 있다는 인식에 기초한다. 그러므로, 본 실시예의 이점은 높은 품질 수준을 유지하는 특별히 효율적인 인코딩하는 방법을 제공한다는 것이다.

- [0019] 바람직하게는, 상기 최적의 변환 파라미터는 끊임없이 추적될 수 있고, 그것에 의해 소리 소스의 이동 또는 환경의 음향상의 특성에서의 변화들에 따른 오디오 신호의 예에서와 같이 상기 입력 신호의 특성들이 변경되더라도 변환이 최적으로 유지되는 것을 보장한다.
- [0020] 미리 결정된 변환은 회전이고 변환 파라미터는 회전각에 대응할 때, 단순한 변환은 단지 단일 파라미터인, 상기 회전각에만 기초하여 제공된다. 신호 성분들, 예를 들면 상기 스테레오 신호의 L과 R 신호 성분들이 주성분 신호와 잔류 신호로 회전되도록 각을 적용함에 의해서, 높은 품질 신호를 유지함과 동시에 효과적인 코딩이 제공된다.
- [0021] 효과적인 비트 레이트 활용, 즉 주어진 소리 품질을 위한 낮은 비트 레이트를 사용하는 코딩 방식(coding scheme)을 제공하는 것이 본 발명의 이점이다. 본 발명에 따른 상기 코딩 방식은 소리 품질을 상당히 떨어뜨리지 않고 비트 레이트를 감소시키고, 소리 품질을 개선하면서 비트 레이트를 유지하고, 또는 상기 공동 동작에 사용될 수 있다.
- [0022] 본 발명의 바람직한 실시예에서, 필터 파라미터들의 세트를 결정하는 단계는 제 2 신호 성분과 제 2 신호 성분의 추정간의 상관(correlation)의 크기가 증가되도록 제 2 신호 성분의 추정을 스케일링하기 위해 적어도 하나의 스케일링 파라미터(scaling parameter)  $(\beta_1, \beta_2)$ 를 결정하는 단계를 더 포함한다. 따라서, 추정된 신호와 실제 신호 사이의 유사성의 측정은 최적화되고, 그것에 의해 코딩된 신호의 품질을 더 개선된다.
- [0023] 본 발명은 또한 다채널 신호 정보를 디코딩하는 방법에 관한 것이며, 상기 방법은,
- [0024] 제 1 신호 성분과 필터 파라미터들을 수신하는 단계; 및
- [0025] 수신된 필터 파라미터들의 세트에 대응하는 예측 필터를 사용하는 제 2 신호 성분을 추정하는 단계로서, 상기 예측 필터는 수신된 제 1 신호 성분을 입력으로서 수신하는 상기 추정 단계를 포함한다.
- [0026] 본 발명은 상기 및 다음에 설명할 방법, 다채널 신호들을 각각 인코딩 및 디코딩하는 장치, 데이터 신호, 및 다른 제조 수단을 포함하는 다른 방식으로 구현될 수 있고, 이들 각각은 언급된 방법과 관련하여 설명된 하나 이상의 이익들과 이점들을 가져오고, 이들 각각은 앞서 언급된 방법과 관련하여 설명되고 종속 청구항들에 개시된 바람직한 실시예들에 대응하는 하나 이상의 바람직한 실시예를 가진다.
- [0027] 상기와 이후 설명된 방법들의 특징들은 소프트웨어로 구현될 수 있고 컴퓨터-실행가능 명령들(computer-executable instructions)의 실행에 의해 생기는 다른 처리 수단 또는 데이터 처리 시스템(data processing system)으로 수행될 수 있다. 상기 명령들은 컴퓨터 네트워크를 통해 다른 컴퓨터 또는 기억 매체(storage medium)로부터, 램(RAM)과 같은 메모리 안에 로딩된 프로그램 코드 수단(program code means)일 수 있다. 선택적으로, 상기 설명된 특징들은 소프트웨어 또는 소프트웨어와 결합하는 것 대신 배선에 의한 회로 설계(circuitry)에 의하여 수행될 수 있다.
- [0028] 본 발명은 또한 적어도 제 1 신호 성분과 제 2 신호 성분을 포함하는 다채널 신호의 인코딩을 위한 장치에 관한 것이며, 상기 장치는,
- [0029] 제 2 신호 성분을 추정하기 위한 예측 필터로서, 필터 파라미터들의 세트에 대응하고 제 1 신호 성분을 입력으로서 수신하는 상기 예측 필터; 및
- [0030] 제 1 신호 성분과 필터 파라미터들의 세트로써 다채널 신호를 나타내기 위한 프로세싱 수단을 포함한다.
- [0031] 본 발명은 또한 적어도 두 개 신호 성분들에 대응하는 다채널 신호의 디코딩을 위한 장치에 관한 것이며, 상기 장치는,
- [0032] 상기 다채널 신호의 제 1 신호 성분과 필터 파라미터들의 세트를 수신하기 위한 수신 수단; 및
- [0033] 다채널 신호의 제 2 신호 성분을 추정하기 위한 예측 필터로서, 수신된 필터 파라미터들의 세트와 수신된 제 1 신호 성분을 입력으로서 수신하는 상기 예측 필터를 포함한다.
- [0034] 상기 장치는, 설치식과 휴대용 PC들과 같은 컴퓨터들, 설치식과 휴대용 무선 통신 디바이스들 및 휴대폰들, 무선 호출기들, 오디오 플레이어들, 멀티미디어 플레이어들, 발신기와 같은, 다른 포켓용(handheld) 또는 휴대형(portable) 디바이스들, 즉, 전자식 조직체들, 스마트 폰들, 개인 휴대 정보 단말기들(PDAs), 휴대용 컴퓨터들 또는 동종의 것들을 포함하는 어떤 전자식 장치의 일부일 수 있다.

[0035] 용어(term) 처리 수단은 일반적 또는 특정 목적 프로그램 가능 마이크로프로세서들, 디지털 신호 처리 장치들(Digital Signal Processors:DSP), 주문형 반도체들(Application Specific Integrated Circuits:ASIC), 프로그램가능 논리 배열들(Programmable Logic Arrays:PLA), 필드 프로그램가능 게이트 배열들(Field Programmable Gate Arrays:FPGA), 특정 목적 전자식 회로 등 또는 그것의 결합들을 포함한다. 상기 제 1 및 제 2 처리 수단은 개별 처리 수단이거나 그들이 하나의 처리 수단으로 포함될 수 있다.

[0036] 용어 수신 수단은 예를 들면 유선 또는 무선 데이터 회선을 통한, 데이터의 통신을 가능하게 하기 위해 적당한 회로 소자 및/또는 디바이스들을 포함한다. 수신 수단과 같은 예들은 네트워크 인터페이스, 네트워크 카드, 무선 수신기, 예를 들면 적외선 통신 규격 포트(IrDa port)를 통하여, 적외선 빛과 같은 다른 적절한 전자기 신호들, 및 예를 들면 블루투스 송수신기들(Bluetooth transceivers)을 통하여, 무선-기반 통신들(radio-based communications)을 위한 수신기를 포함한다. 그와 같은 수신 수단의 다른 예들은 케이블 모뎀(cable modem), 텔레폰 모뎀(telephone modem), 종합정보 통신망(Integrated Services Digital Network:ISDN) 어댑터, 디지털 가입자 회선(Digital Subscriber Line:DSL) 어댑터, 위성 송수신기(satellite transceiver), 이더넷(Ethernet) 어댑터, 또는 동종의 것을 포함한다.

[0037] 용어 수신 수단은 데이터 신호들을 수신하기 위한 다른 입력 회로들/디바이스들, 예를 들면 컴퓨터-판독 가능 매체(computer-readable medium) 상에 저장된 데이터 신호들을 더 포함한다. 그와 같은 수신 수단의 예들은 플로피 디스크 드라이브, CD-ROM 드라이브, DVD 드라이브, 또는 어느 다른 적당한 디스크 드라이브, 메모리 카드 어댑터, 스마트 카드 어댑터 등을 포함한다.

[0038] 본 발명은 또한 다채널 신호 정보를 포함하는 데이터 신호에 관한 것이고, 상기 데이터 신호는 상기 및 다음에 설명되는 방법에 의해 생성된다. 상기 신호는 반송파(carrier wave) 상의 데이터 신호, 예를 들면 상기 그리고 후속하여 설명될 통신 수단들에 의한 전송된, 데이터 신호로서 구현될 수 있다.

[0039] 본 발명은 또한 상기 및 다음에 설명되는 방법에 의해 생성되는 다채널 신호 정보를 표시하는 데이터 기록을 포함하는 컴퓨터-판독 가능 매체들에 관한 것이다. 용어 컴퓨터-판독 가능 매체는 자기 테이프, 디지털 비디오 디스크(DVD), 콤팩트 디스크(CD 또는 CD-ROM), 미니-디스크, 하드 디스크, 플로피 디스크, 강유전체 메모리(ferro-electrics memory), 전기적으로 소거가능한 프로그램 가능 읽기 전용 기억 장치(EEPROM), 플래시 메모리(flash memory), EPROM, 읽기 전용 기억 장치(ROM), 정적 기억 장치(SRAM), 동적 기억 장치(DRAM), 동기식 동적 기억 장치(SDRAM), 강자성 메모리(ferromagnetic memory), 광 기억 장치(optical storage), 전하 결합 소자들(charge coupled devices), 스마트 카드들, 국제 개인용 컴퓨터 메모리 카드 협회(PCMCIA) 카드 등을 더 포함한다.

[0040] 본 발명은 또한 다채널 통신을 위한 디바이스에 관한 것이고, 상기 및 다음에 설명된 것과 같은 다채널 신호를 인코딩하기 위한 장치를 포함한다.

본 발명의 이것들과 그 밖의 양태들은 다음에 있는, 본 실시예들과 도면에 관하여 명백해지고 설명되어질 것이다.

### 실시예

[0054] 도 1은 본 발명의 실시예에 따라 스테레오 신호들을 통신하기 위한 시스템의 개략도이다. 상기 시스템은 코딩된 입체 음향 신호(coded stereophonic signal)를 생성하기 위한 코딩 디바이스(101)와 수신된 코딩된 신호를 스테레오 L 신호와 스테레오 R 신호 성분으로 디코딩하기 위한 디코딩 디바이스(105)를 포함한다. 상기 코딩 디바이스(101)와 디코딩 디바이스(105)는 각각 다른 전자식 장치 또는 그와 같은 장치의 부분이다. 여기서 용어 전자식 장치는 설치식과 휴대용 PC들과 같은 컴퓨터들, 휴대폰들, 무선 호출기들, 오디오 플레이어들, 멀티미디어 플레이어들, 발신기와 같은, 즉, 전자식 조직체들, 스마트 폰들, 개인 휴대 정보 단말기들(PDAs), 휴대용 컴퓨터들 또는 동종의 것들인, 설치식과 휴대용 무선 통신 디바이스들을 포함한다. 상기 코딩 디바이스(101)와 디코딩 디바이스는 입체 음향 신호들이 나중의 재생을 위해 컴퓨터-판독 가능 매체 상에 저장되는 한 전자식 장치로 결합될 수 있다는 것에 주목된다.

[0055] 코딩 디바이스(101)는 본 발명에 따라 L 신호 성분과 R 신호 성분을 포함하는 입체 음향 신호를 인코딩하기 위해 인코더(102)를 포함한다. 인코더는 L과 R 신호 성분들을 수신하고 코딩된 신호 T를 생성한다. 입체 음향 신호 L과 R 신호는, 예를 들면 믹싱 장치 등과 같은 다른 전자식 장치를 통해, 마이크로폰들의 세트로부터 생길 수 있다. 상기 신호들은 무선 신호로써 방송에 의해 다른 적절한 수단에 의해 다른 스테레오 플레이어로부터 출력으로써 또한 수신될 수 있다. 본 발명에 따라 이와 같은 인코더의 바람직한 실시예들은 아래에 설명될 것



이다. 일 실시예에 따라, 인코더(102)는 디코딩 디바이스(105)에 통신 채널(109)을 통해 코딩된 신호 T를 전송하기 위해 송신기(103)에 연결된다. 송신기(103)는, 예를 들어 유선 또는 무선 데이터 링크(109)를 통해, 데이터의 통신을 가능하게 하기 위한 적절한 회로 소자를 포함할 수 있다. 그와 같은 송신기의 예들은 네트워크 인터페이스, 네트워크 카드, 무선 송신기, 예를 들면 IrDA 포트를 통한, 적외선을 송신하기 위한 발광 다이오드(LED)와 같은 다른 적절한 전자기 신호들을 위한 송신기, 예를 들면 블루투스 송수신기를 통한, 무선 기반 통신들 또는 동종의 것들을 포함한다. 알맞은 송신기들의 다른 예들은 케이블 모뎀, 전화 모뎀, 종합 정보 통신망(ISDN) 어댑터, 디지털 가입자 회선(DSL) 어댑터, 위성 송수신기, 이더넷 어댑터 또는 동종의 것들을 포함한다. 상응하여, 통신 채널(109)은, 예를 들면 상기 인터넷 또는 다른 TCP/IP 네트워크와 같은 패킷 기반 통신 네트워크, 적외선 회선과 같은 짧은 범위 통신 회선, 블루투스 연결 또는 다른 무선 기반 회선인 어떤 적절한 유선 또는 무선 데이터 회선이다. 다른 통신 채널의 예들은 셀룰러 디지털 패킷 데이터(CDPD) 네트워크, 이동 통신 체계화 시스템(Global System for Mobile:GSM) 네트워크, 코드 분할 다중 접속(Code Division Multiple Access:CDMA) 네트워크, 시분할 다중 접속(Time Division Multiple Access:TDMA) 네트워크, 범용 패킷 무선 서비스(General Packet Radio service:GPRS) 네트워크와 같은 컴퓨터 네트워크들과 무선의 원격 통신 네트워크들, 및 UMTS와 그 동종과 같은 제 3 세대 네트워크를 포함한다. 선택적으로 또는 부가적으로, 상기 코딩 디바이스는 상기 디코딩 디바이스(105)에 코딩된 스테레오 신호 T를 통신하기 위해 하나 이상의 다른 인터페이스(104)들을 포함할 수 있다. 그와 같은 인터페이스들의 예들은, 예를 들면 플로피 디스크 드라이브, 읽기/쓰기 CD-ROM 드라이브, DVD 드라이브 등과 같은, 컴퓨터-관독 가능 매체(110) 상에 데이터 저장을 위한 디스크 드라이브를 포함한다. 다른 예들은 메모리 카드 슬롯, 자기 카드 리더/라이터(magnetic card reader/writer), 스마트 카드에 접속을 위한 인터페이스 등을 포함한다. 상응하여, 디코딩 디바이스(105)는 전송기에 의해 전송되는 신호를 수신하기 위해 대응하는 수신기(108) 및/또는 인터페이스(104)와 컴퓨터-관독 가능 매체(110)를 통해 통신된 코딩된 스테레오 신호를 수신하기 위한 또 다른 인터페이스(106)를 포함한다. 디코딩 디바이스는 수신된 신호 T 수신하고 그것을 대응하는 스테레오 성분들  $L'$  과  $R'$  로 디코딩하는 디코더(107)을 더 포함한다. 본

발명에 따른 디코더의 바람직한 실시예들은 이하에 설명될 것이다. 디코딩된 신호들  $L'$  과  $R'$  은 한 세트의 스피커들, 헤드-폰들(head-phones) 또는 동종의 것들을 통해 재생하기 위해 스테레오 플레이어로 후속하여 공급된다.

[0056] 도 2는 본 발명의 제 1 실시예에 따라 다채널 신호를 인코딩하기 위한 장치의 개략도이다. 본 실시예에 따라, 다채널 신호는 두 개 성분들  $S_1$  과  $S_2$  을 포함한다. 상기 장치는 신호 성분  $S_1$  을 입력으로서 수신하고 필터링된 신호  $\hat{S}^2$  를 생성하는 적응 필터(201)를 포함한다. 적응 필터의 필터 파라미터들  $F_p$  는, 예를 들면 감산 회로(203)에 의해 생성된  $S_2$  와  $\hat{S}^2$  사이에 차이를 나타내는 에러 신호 e에 의해 적응 필터(201)를 제어함으로써, 상기 필터링된 신호  $\hat{S}^2$  가 제 2 신호 성분  $S_2$  에 근사하도록 선택된다. 상기 필터(201)는 본 기술에서 잘 알려진 적합한 필터일 수 있다. 이러한 필터들의 예들은 순환적으로 고정되거나 진행 또는 동종의 차단 주파수들과 크기들을 가진, 적응된 또는 고정된, 유한 임펄스 응답(FIR) 필터 또는 무한 임펄스 응답(IIR) 필터 또는 동종의 것들을 포함한다. 필터는 대략 바람직하게 10보다 작은 계수이다. 필터의 유형은 버터워스(Betterworth), 체비체프(Chebyshev) 또는 다른 적절한 필터의 유형일 수 있다. 오디오 신호들의 예에서, 이러한 적응 필터들의 예들은 반향 소거(echo cancellation)의 분야로부터 알려진 적응 필터, 또는 예를 들면 MPEG 코딩으로부터 알려지고, 인간의 청각 시스템의 청신경 모형에 기초한 필터를 포함하고, 그것에 의해 필터 파라미터들의 수가 감소한다. 다른 실시예에 따라 필터는, 예를 들면 5 개 복이차 필터들(BiQuadratic filters)과 인위적인 반향 장치를 사용하는 10번째 계수 필터를 사용하여 더 단순화할 수 있다. 본 실시예에서, 인코딩 부분에서, 상기 필터는 고정되고 상기 반향 시간이 결정된다. 이들 파라미터들은 천천히 바뀌고, 그것에 의해 그들의 전송에 대한 필요한 비트 레이트를 감소시킨다.

[0057] 결과로서 얻어지는 필터 파라미터들  $F_p$  는 허프만 인코딩(Huffman encoding) 또는 어떤 다른 알맞은 코딩 방식을 제공하는 인코더(205)로 공급되어, 인코딩된 필터 파라미터들  $F_{pe}$  가 된다. 상기 인코딩된 필터 파라미터  $F_{pe}$  는 결합자 회로(204)로 공급된다. 상기 장치는 상기 신호 성분  $S_1$  의 고유한 인코딩을 수행하는 인코더(202)들을

더 포함한다. 예를 들면, 오디오 신호들의 경우, 신호  $S_{1,e}$ 은, 예를 들면 MPEG I 레이어 3(MP3)와 같은 MPEG에 따라, 사인 곡선 코딩(SSC), 또는 부대역(subband)에 기초하는 오디오 코딩 방식들, 또는 전송 방식들, 또는 다른 적당한 방식 또는 그것에 의한 조합에 따라 인코딩될 수 있다. 결과로서 얻어지는 코딩된 신호  $S_{1,e}$ 는 필터 파라미터들  $F_p$ 와 함께 결합자 회로(204)에 공급된다. 결합자 회로(204)는 프레임링(framing), 비트 레이트 할당(bit-rate allocation), 및 무손실 코딩(lossless coding)을 수행하고, 통신되기 위한 조합 신호(combined signal) T가 된다.

[0058] 도 3은 본 발명의 제 1 실시예에 따라 다채널 신호를 디코딩하기 위한 장치의 개략도를 도시한다. 상기 장치는, 예를 들면 도 2의 연결에서 설명된 실시예에 따라 인코더로부터 생성하는, 코딩된 다채널 신호 T를 수신한다. 상기 장치는 조합 신호 T로부터 인코딩된 신호  $S_{1,e}$ 와 인코딩된 필터 파라미터들  $F_{pe}$ 를 추출하기 위한 회로(301)를 포함하는데, 즉 상기 회로(301)는 도 2의 결합자(204)의 인버스 동작(inverse operation)을 수행한다. 필터 파라미터들은 도 2의 인코더(205)에 의해 필터 파라미터들의 인코딩에 대응하여 디코더(303)에 의해 디코딩된다. 추출된 신호  $S_{1,e}$ 는, 도 2의 인코더(202)에 의해 수행된 인코딩에 대응하여 오디오 디코딩을 수행하기 위해 디코더(302)로 공급되고, 디코딩된 제 1 신호 성분 신호  $S_1'$ 로 된다.  $S_1'$ 은 디코딩된 필터 파라미터들  $F_p$ 와 함께 필터(303)로 공급된다. 필터(304)는 추정된 제 2 신호 성분  $\hat{S}_2'$ 에 대응하여 생성한다. 이와 같이, 도 2의 디코더는 수신된 제 1 신호 성분  $S_1'$ 과 추정된 제 2 신호 성분  $\hat{S}_2'$ 에 대응하는 출력을 생성한다.

[0059] 도 4는 본 발명의 제 2 실시예에 따라 스테레오 신호를 인코딩하기 위한 장치(102)의 개략도를 도시한다. 상기 장치는 각  $\alpha$  만큼 L-R공간에서 상기 스테레오 신호의 회전을 수행하고, 상기 변환에 따른 회전된 신호 성분들  $y$ 와  $r$ 로 나타내기 위해 회로(401)를 포함한다.

**수학식 1**

[0060] 
$$y = L \cos \alpha + R \sin \alpha = w_L L + w_R R \quad (1)$$

[0061] 
$$r = -L \sin \alpha + R \cos \alpha = -w_R L + w_L R$$

[0062] 여기서,  $w_L = \cos \alpha$  및  $w_R = \sin \alpha$ 는 가중 팩터(weighting factor)들로서 참조될 것이다.

[0063] 본 실시예를 따라, 각  $\alpha$ 는 높은 신호 변화의 방향에 대응하도록 결정된다. 최대 신호 변화, 즉, 주성분은, 회전된  $y$  성분은 신호 에너지의 대부분을 포함하는 각 주성분 신호에 대응하고,  $r$ 은 잔류 신호가 되도록 주성분 분석에 의해 추정될 수 있다. 상응하여, 도 4의 장치는 상기 각  $\alpha$  또는, 대안으로, 상기 가중치 팩터들(weight factors)  $w_L$ 과  $w_R$ 을 결정하는 회로(400)를 포함한다.

[0064] 도 5를 참조하면, 바람직한 실시예에 따라, 상기 가중치 팩터들  $w_L$ 과  $w_R$ 은 후속하는 알고리즘에 따라서 결정된다.

[0065] 처음에, 유입하는 스테레오 신호들(incoming stereo signals) L과 R은 정류되고 저역 필터링되어서(lowpass filtered), 각각, L의  $p(k)$ 와 R의  $q(k)$  엔벨로프 신호(envelope signal)들이 되고,  $p(k)$ 와  $q(k)$ 는 적당하게 샘플링되고 샘플 인덱스(sample index)가  $k$ 로 표시된다. 그러므로, 상기 벡터  $x(k) = (p(k), q(k))$ 는 유

입하는 신호 벡터(incoming signal vector)를 나타낸다. 선택적으로, 상기 신호들 L과 R은 직접적으로, 즉 필터링 없이 사용될 수 있고, L과 R의 다른 필터링된 버전(version)들이 예를 들면, 고대역 필터링된(highpass) L과 R 신호들처럼 사용될 수 있다. 도 5에서, 다수의 신호점들이 원형들로 도시되었다. 한 예로써, 신호점  $x(k)$  과 그것에 대응하는 성분들  $p(k)$  와  $q(k)$  가 표시되었다. 본 발명에 따라, 신호들은 신호 벡터들의 주 성분의 방향으로 회전된다. 도 5의 예에서, 이것은  $\alpha$ 가 y 방향과 p 방향 사이의 각인 곳에서 y 방향에 대응한다. 가중치 벡터(weight vector)  $w=(w_L, w_R)$  는 주성분의 방향을 가리키고,  $x(k)$ 의 회전된 성분들은  $y(k)$ 와  $r(k)$ 로 각각 표시된다.

[0066] 상기 주성분은 본 기술에서 알려진 어떤 적합한 방법에 의해 결정될 수 있다. 특히 유리한 실시예에서, 오자의 규칙(Oja's rule)을 이용하는 반복법(iterative method) (예를 들면, S. Haykin: "신경 회로망들(Neural Networks)", Prentice Hall, N.J., 1999)를 보라.)이 이용된다. 본 발명에 따라, 가중치 벡터  $w$ 는 후속하는 수학적식에 따라 반복적으로 추정된다.

**수학식 2**

[0067] 
$$w(k) = w(k-1) + \mu[x(k-1)-w(k-1)y(k-1)]$$

[0068] 여기서,  $w(k)=(w_L(k), w_R(k))$  은 시간 k에서의 추정에 대응한다. 상기 반복은, 예를 들면, 작은 임의의 가중치들(weights)  $w(0)$ 의 세트, 또는 어느 다른 적합한 방법으로 시작될 수 있다. 추정된 가중치 벡터는  $y(k)=w^T(k)x(k)$ 에 따라 회전된 신호를 계산하기 위해 사용될 수 있다. 대안으로, 수학식 (2)의 반복은 블록 베이스(block basis)에서 예를 들면 N 샘플들의 블록에 대하여 수행되고, N은 예를 들면 N=512,1024,2048 등의 특별한 구현에 의존한다. 본 실시예에서, 블록에 대해 추정된 추정치 벡터  $w(N)$ 는  $y(k)=w^T(k)x(k)$ 에 대해 그 블록의 모든 샘플들의 변환에서 사용될 수 있다.

[0069] 수학식 (2)에서 상기 팩터  $\mu$ 는 트래킹 알고리즘(tracking algorithm)의 시간 스케일(time scale)에 대응한다. 만약  $\mu=0$  이면, 가중 팩터들과, 각  $\alpha$ 는 상수로 남고, 반면에 그들은 큰  $\mu$  값에 대해 빠르게 변화한다. 한 예로써, 2048 샘플들의 블록 크기에 대해,  $\mu$ 는 44.1 kHz의 샘플링 레이트(sampling rate)에 대해  $10^{-3}$ 의 차수로 선택될 수 있다.

[0070] 선형적인, 즉 어떤 삼각 함수들, 제곱근 또는 동종의 것들의 계산이 필요없다는 것이 상기 반복적인 알고리즘의 이점이다. 상기 반복은, 수학식 (2)에서 항  $-\mu w(k-1)y(k-1)$ 이 항  $+\mu x(k-1)$ 가 가중치 벡터를 주성분의 방향으로 드라이브하는 동안 큰 가중치들을 부과하는 가중치 감쇠 항(weight decay term)에 대응함으로써, 규격화된 가중치 벡터  $w$ 를 산출하는데, 더한 이점이 있다. 본 실시예는,  $x(k)$ 가 엔벨로프 신호이기 때문에,  $w_L, w_R \in [0, 1]$ , 즉 가중치 벡터(weight vector)  $w$ 는 도 5에서 제 1 사분면에 있고,  $\mu$ 가 양인 것을 보증한다는 것에 더 주목된다. 본 실시예의 다른 이점은, 다른 팩터는  $w_R = \sqrt{1-(w_L)^2}$ 에 따라서 결정될 수 있기 때문에,  $w_L$  과  $w_R$ 의 하나를 수신하는 것으로 충분하다는 것이다. 대안적으로, 상기 각  $\alpha$ 는

전송될 수 있다.

[0071] 다시 4를 참조하여, 회로(400)는 결정된 각  $\alpha$ 나, 대안적으로, 가중치 팩터들  $W_L$ 과  $W_R$  하나 또는 모두를 출력한다. 각 정보는 회전된 신호 성분  $y$ 와  $r$ 을 생성하는 순환 회로(401)에 공급된다. 회로들(400)과 (401)은 수학적 (2)의 반복 계산과 수학적 (1)에 따른  $y$ 와  $r$ 의 계산을 수행하는 단일 회로로 조합될 수 있다는 것이 이해될 것이다.

[0072] 본 발명의 이러한 실시예에 따라, 잔류 신호  $r$ 은 주 신호  $y$ 의 필터링된 버전으로써 추정될 수 있다는 것이 인식될 것이다. 음향의 왜곡들(distortions), 예를 들면 반향들(reflections) 등의 부재에서 두 개의 마이크로폰들에 의해 녹음된 오디오 소스의 음향 녹음에서, 주 신호  $y$ 는 오디오 소스에 대응하고, 잔류 신호는 실질적으로 제로이다. 예를 들면, 스테레오 신호들  $L$ 과  $R$ 는  $L=M+S$ 와  $R=M-S$ 로써 표현될 수 있고, 여기서  $M$ 이 미드(mid) 또는 센터 신호(centre signal)에 대응하고  $S$ 가 스테레오 또는 사이드 신호(side signal)에 대응한다. 정상 사운드 소스(stationary sound source)의 음향 레코딩(acoustic recording)의 경우에서, 예를 들면 두 개의 마이크로폰들에 의해 레코딩되는 스피커에서,  $L$ 과  $R$  신호들은, 만약 스피커가 정확하게 마이크로폰들 사이에 위치하고 반향 등과 같은 음향적 왜곡들이 없다고 가정하면, 실질상으로 같다. 이와 같이, 이러한 경우에서,  $S$ 는 실질상 제로 또는 적어도 작고, 본 실시예에 따라 코딩 방식(coding scheme)은 실질상  $L+R$ 에 대응하는  $y$ 와 제로 또는 작은  $L-R$ 에 대응하는  $r$ 을 산출한다.; 이것은  $\alpha=45^\circ$ 에 대응한다. 만약 상기 스피커가 마이크로폰들 사이에 정확하게 위치하지 않고, 즉, 비대칭하고, 그러나 반향들 또는 다른 왜곡들이 없다고 가정하면, 본 발명에 따른 회전된 신호  $y$ 는 스피커에 또한 대응하고 잔류 신호  $r$ 은 실질상 제로이다. 그러나, 이러한 경우 각  $\alpha$ 는 45도가 아니다.

[0073] 예를 들면 실내 벽들과 화자의 머리와 몸에서의 신호의 반향들 등 때문에, 더 실제적인 상황에서 왜곡들이 나타난다. 이들은 잔류 신호  $r$ 에 영향을 준다. 결과적으로, 필터에 의해서 잔류 신호들을 추정할 때, 필터는 실내 음향 상태 등을 효과적으로 만든다. 클래식 오케스트라에 대해서 상기 상태는 비슷하고, 반면에 모던 팝 음악의 경우에는 상기 상태가 약간 다를 수 있다. 이 경우에는, 사운드 엔지니어는 통상 다채널들을, 인위적인 반향을 자주 사용하는, 효과 상자들 등을 사용하여, 두 개 채널들로 혼합한다. 이 경우에는, 필터는 믹싱 과정(mix process)에 의해 도입된 음향 효과들을 모델링한다.

[0074] 따라서, 또한 도 4를 참조하여, 상기 장치는 주 신호  $y$ 를 입력으로서 수신하고 필터링된 신호  $\hat{r}$ 을 생성하는 적응 회로(201)를 더 포함한다. 적응 필터의 필터 파라미터들  $F_p$ 는, 예를 들면 감산 회로(203)에 의해 생성되는  $r$ 과  $\hat{r}$  사이의 차를 표시하는 에러 신호  $e$ 에 의해서 적응 필터(201)를 제어함으로써, 필터링된 신호  $\hat{r}$ 이 잔류 신호  $r$ 을 근사하도록 선택된다. 결과로서 얻어진 필터 파라미터들  $F_p$ 는, 예를 들면 Huffman 인코딩 또는 다른 적절한 코딩 방식을 공급하는 인코더와 같은, 인코더(205)로 공급되서, 인코딩된 필터 파라미터  $F_{pe}$ 가 된다. 인코딩된 필터 파라미터들  $F_{pe}$ 는 결합자 회로(204)로 공급된다. 필터(201)는 본 기술 분야에서 잘 알려진 어느 적합한 필터이다. 그와 같은 필터들의 예는, 적응적 또는 고정적인, 차단 주파수들과 고정된 또는 반복적으로 추적되는 절대값들, 또는 동종의 것들을 가진, 유한 임펄스 응답(finite impulse response:FIR) 필터 또는 무한 임펄스 응답(IIR) 필터를 포함한다. 필터는 바람직하게 10보다 작은 차수의 것일 것이다. 필터의 타입은 버터워스, 체비체프, 또는 다른 적절한 필터의 타입일 수 있다. 장치는 도 2와 관련되어 설명된 것처럼 주 신호를 인코딩하기 위해서 인코더(202)를 포함하고, 필터 파라미터들  $F_p$ 와 각 정보  $\alpha$ 와 함께 결합자 회로(204)로 공급되는 인코딩된 주 신호  $y_e$ 로 된다. 도 2와 관련하여 설명된 것처럼, 결합자 회로(204)는 프레임링(framing), 비트 레이트 할당(bit-rate allocation), 및 무손실 코딩(lossless coding)을 수행하고, 인코딩된

주 신호  $y_e$ , 필터 파라미터들  $F_p$ , 및 각 정보  $\alpha$ 를 포함하는 통신되는 조합 신호 T를 생성한다. 일 실시예에서, 각  $\alpha$  또는, 대안적으로,  $W_L$  및/또는  $W_R$ 는 신호의 프레임, 신호 블록, 또는 동종의 것에 앞서 전송된 헤더(header)의 부분으로써 통신될 수 있다.

[0075] 본 발명에 따라, 전송각  $\alpha$ 가 주성분 신호가 대부분의 신호 에너지를 포함하도록 트래킹됨으로써, y와 r 신호들에 할당된 비트 레이트들은 다르게 선택될 수 있어, 코딩 효율(coding efficiency)을 최적화한다. 상술한 것처럼, 음향적인 왜곡 없이 두 개의 마이크로폰들에 의해 기록된 오디오 소스의 음향 레코딩의 예에서, 주 신호 y는 오디오 소스에 대응하고 잔류 신호는 실질적으로 제로이다. 이러한 예에서, 각  $\alpha$ 는 마이크로폰들에 관하여 사운드 소스의 위치에 대응한다. 만약 사운드 소스가, 예를 들면 왼쪽으로부터 오른쪽까지 움직이면, 본 발명에 따른 방법은 또한 소스에 대응하는 주성분 신호 y 및 작은 잔류 신호 r를 산출한다. 이상적으로 r=0이 된다. 이러한 경우,  $\alpha$ 는 0(완전히 좌측)부터 90도(완전히 우측)까지 변화한다. 상기 예는 각  $\alpha$ 를 트래킹하는 이점을 설명한다. 이와 같이, 본 발명의 이점은 스테레오 신호들의 효과적인 코딩을 주는 것이 있다.

[0076] 본 발명의 이러한 실시예에 따라, 필터 파라미터들  $F_p$ 에 할당된 비트 레이트는 주 신호 y를 위해 필요한 비트 레이트보다 상당히 작는데, 예를 들면, 일 실시예에서,  $F_p$ 에 대한 비트 레이트(bit-rate)는, 대략 y에 대한 비트 레이트의 10%보다 작다. 이와 같이, 스테레오 신호를 전송하기 위해 필요한 비트 레이트를 줄이는 것이 본 발명의 이점이다. 본 발명에 따른 전체 비트 레이트는 단일 모노 채널(single mono channel)에 대한 것보다 단지 약간 높다. 그러나, 이 비율은 레코딩동안 변화할 수 있다는 것이 주목된다. 예를 들면, 비율은, 예를 들면 작은 왜곡들과 정상 소스를 가진 상황에서, 작아질 수 있지만, 또한 예를 들어, 만약 L과 R 신호들이 시시각각으로 독립적이라면, 커질 것이다.

[0077] 도 6은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 스테레오 신호를 디코딩하기 위한 장치(107)의 개략도를 도시한다. 상기 장치는, 예를 들면 도 4와 관련하여 설명된 상기 실시예에 따른 인코더로부터 생성한, 코딩된 스테레오 신호 T를 수신한다. 상기 장치는 인코딩된 신호들  $y_e$ , 인코딩된 필터 파라미터들  $F_p$ , 및 조합 신호 T로부터의 각 정보  $\alpha$ 를 추출하기 위한 회로(301)를 포함한다. 즉, 상기 회로(301)는 도 4의 결합자(204)의 인버스 동작(inverse operation)을 수행한다. 추출된 신호  $y_e$ 는 도 4의 인코더(202)에 의해 수행된 인코딩에 대응하는 오디오 디코딩을 수행하는 디코더(302)로 공급되고 디코딩된 주 신호 성분  $y'$ 가 얻어진다. 인코딩된 필터 파라미터들  $F_{pe}$ 은 도 4의 인코더(205)에 의해 필터 파라미터들의 인코딩에 대응하는 디코더(303)에 의해 디코딩된다. 신호  $y'$ 는 디코딩된 필터 파라미터들  $F_p$ 와 함께 필터(304)로 공급된다. 필터(304)는 추정된 잔여 신호  $\hat{r}'$ 에 대응하여 생성한다. 수신된 주성분 신호  $y'$ , 상기 추정된 잔류 신호  $\hat{r}'$ , 및 수신된 각 정보  $\alpha$ 는 신호들  $y'$ 을 회전시키는 순환 회로(601)로 공급되고,  $\hat{r}'$ 는 원래의 L과 R 성분들의 방향으로 돌아와서, 그 결과 수신된 신호들  $L'$ 과  $R'$ 이 생성된다.

[0078] 도 4와 도 6가 관련하여 설명된 실시예에서, 필터(201) 및 필터(304)는 일시적 또는 시간의 도메인("적응 필터 이론(Adaptive Filter Theory)", S.Haykin, Prentice Hall, 2001을 보라)에서, 예를 들면 반향 소거의 분야에서 알려진, 표준 적응 필터들일 수 있다. 다른 필터들의 예들은 고정 또는 적응 차단 주파수와 크기를 가진 고정된 FIR 또는 IIR 필터를 포함한다. 대안으로, 필터는, 도 2와 관련하여 설명된 것처럼, 예를 들면 복이차 필터들 및 인위적인 반향 장치를 사용하는 10차 필터를 사용하는, 인간 청각 기관계(human auditory system)의 사이코어쿠스틱 모델(psychacoustic model) 또는 다른 적절한 필터에 기초될 수 있다.

[0079] 도 7a 내지 도 7c는 본 발명의 실시예에서 사용하기 위한 필터 회로의 예들의 개략도들을 도시한다.

[0080] 도 7a의 예에서, 필터(201)는 필터(701) 및 반향 필터(702)의 조합을 포함한다. 예를 들면, 필터(701)는 일시

적 또는 시간의 도메인에서, 고정 또는 적응 차단 주파수와 크기를 가진 고정된 FIR 또는 IIR 필터 등, 예를 들면 고역 필터(high-pass filter)인 표준 적응 필터이다. 이러한 실시예에 따라,  $T_{60}$ 로 표시된 반향 시간과 같은 필터(701)의 필터 파라미터들과 반향 필터(702)의 파라미터들 모두 필터 파라미터들  $F_p$ 로서 디코더에 전송된다.

[0081] 도 7b의 예에서, 필터들(701) 및 (702)에 더하여, 두 개 제어 회로들(703, 704)이 더해진다. 제어 회로(703)는 예를 들면 파라미터  $\beta_1$ 을 갖는 반향기(702)의 출력을 곱함으로써, 잔류 신호  $r$ 의 평균 전력과 반향기(reverator)(702)의 출력의 평균 전력이 대략 같게 유지하기 위해 더해진다. 제 2 제어 회로(704)는  $\beta_2$ 와 스케일링된 반향기의 출력을 곱한다. 팩터  $\beta_2$ 는 -3 dB과 +6 dB 사이의 범위에서 선택될 수 있고,  $r$ 과  $\hat{r}'$  사이의 상호 상관  $\rho$ 가 가능하면 높도록, 즉 신호  $r$ 과  $\hat{r}'$ 이 가능하면 비슷하도록 결정될 수 있다. 이와 같이, 도 7b의 필터 장치는 상관  $\rho$ 를 결정하기 위해 회로(705)를 더 포함한다. 상기 필터 장치는 필터 파라미터들  $F_p$ 의 일부분으로써 출력인 곱  $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$ 을 생성하기 위해 곱셈기(multiplier)(706)를 더 포함한다. 이와 같이,  $\beta_1$ 은, 예를 들면  $r$ 과  $\hat{r}'$ 의 절대 평균과 비교함에 의해, 자동적으로 제어되는 이득(gain)이고,  $\beta_2$ 는 예를 들면 상호-상관 계수(cross-correlation coefficient)  $\rho$ 의 사용에 의해, 자동적으로 제어되는 다른 이득이다. 제 1 이득은  $r$ 의 에너지는 보존되는 것, 즉, 수신기에서의 예측된 신호  $\hat{r}'$ 의 에너지가  $r$ 의 에너지에 대응하는 것을 확인하기 위해 사용된다. 제 2 이득은  $r$ 과  $\hat{r}'$ 가 잘 상호 관련되었는지를 확인하기 위한 것이다.

[0082] 일 실시예에서, 반향기(702)와 필터(701)는, 즉 필터 파라미터들  $F_p$ 에 따라 적응적이 아닌, 고정된 것이다. 또한,  $\beta_2$ 는 고정될 수 있는데, 이에 의하여 느리게 변화하는 파라미터  $\beta_1$ 를 조정되고 전송되는데 필요한 단일의 적응 파라미터로써 쓸 한다. 그 결과, 특별히 단순한 필터 장치가 공급된다. 스테레오 신호를 전송하기 위해 단지 원래의 스테레오 비트 레이트의 대략 절반이 필요한 것이 본 실시예의 이점이다. 상기 실시예의 다른 변화들이 사용될 수 있음이 주목된다. 예를 들면, 일 실시예에서 필터(701)가 제외될 수 있다.

[0083] 더욱이, 상관  $\rho$ 에 대해 대안적으로 또는 부가적으로, 다른 상관의 측정은 원래의 신호와 인코딩-디코딩 후의 신호들 사이의 높은 유사도를 유지하기 위해 사용될 수 있다. 예를 들면, 일 실시예에서 두 개의 상호기들(correlators)이 상호기(705) 대신에 사용될 수 있다. 한 개의 상호기는 입력 신호들  $L$ 과  $R$ 의 상호 상관  $\rho_{LR}$ 을 계산한다. 게다가, 제 2 상호기는 인코더-디코더의 결과 출력들  $L'$ 과  $R'$ 의 상호 상관  $\rho'_{LR}$ 를 계산한다. 즉, 이러한 실시예에 따라, 인코더는 신호들  $L'$ 과  $R'$ 를 결정하기 위한 디코더 회로를 더 포함한다. 이러한 실시예는  $\epsilon_p$ 가 최소가 되도록  $\beta_2$ 를 제어하기 위해서 차  $\epsilon_p = \rho_{LP} - \rho'_{LP}$ 를 사용한다. 이것은 도 7c에 도시되었고, 도 7b의 상호기가  $L'$ 과  $R'$ 뿐만 아니라  $L$ 과  $R$  신호들도 수신하고 차  $\epsilon_p$ 를 표시하는 신호를 출력으로 생성하는 회로(707)로 대체된다. 회로(707)의 출력  $\epsilon_p$ 는  $\epsilon_p$ 가 최소화되도록 추정된 잔류 신호  $\hat{r}$ 를 정하기 위해서 회로(704)를 제어한다. 일 실시예에서, 회로(707)에 대한 입력들은 저주파수가  $\epsilon_p$ 로 감소하도록, 예를 들면 250 Hz에서, 고역 필터링된다. 도 7b의 실시예에서, 코딩-디코딩 전의 결과 스테레오

이미지와 원래 스테레오 이미지 사이의 상관성이 매우 높다는 것이 이러한 실시예의 이점이다.

[0084] 도 8은 본 발명의 실시예에 따라 스테레오 신호를 인코딩하기 위한 장치의 개략도를 도시한다. 상기 장치는 도 4와 관련하여 설명된 실시예의 변형이고, 도 4에 관련하여 설명한 것처럼, 스테레오 신호들  $L$ 과  $R$ 의 회전을 수행하기 위한 회로 소자(401), 회전각을 결정하기 위한 회로 소자(400), 적응 필터(201), 감산 회로(203), 인코더(202), 인코더(205), 및 결합자 회로(204)를 포함한다. 본 실시예에 따라, 주성분 신호  $y$ 는 회로(201)로 직접 공급되지 않는다. 대신, 상기 장치는 도 6과 관련하여 설명된 것과 같이 디코더(302)를 더 포함한다. 상기 디코더(302)는 인코더(202)에 의해 생성된 인코딩된 주성분 신호  $y_e$ 를 수신하고 필터(201)로 공급되는 디코딩된 주 신호  $y'$ 를 생성한다. 신호  $y$ 의 코딩과 디코딩에 의해 도입된 코딩 오차들(coding errors)의 효과를 줄이는 것이 본 발명의 이점이다. 이들 코딩 오차들은 실제로 디코더(302)가 인코더(202)의 완벽한 반전이 아니라는 사실, 즉  $EE^{-1} \neq 1$ , 때문에 원래 신호  $y$ 와 약간 다른 디코딩된 신호  $y'$ 가 된다. 그 결과로서, 디코더에서 신호  $y$ 의 인코딩과 디코딩을 적용함에 의해서, 필터(201)에 대한 입력  $y'$ 은 수신기에서 (도 6의) 필터(304)로 공급된 입력  $y'$ 에 대응함으로써, 수신기에서 잔류 신호  $\hat{r}'$ 의 예측의 결과를 개선한다. 이와 같이, 본 실시예에 따른 인코더는 도 6의 본 실시예에 따른 인코더와 관련하여 사용될 수 있다.

[0085] 도 9는 본 발명의 제 4 실시예에 따라 스테레오 신호를 인코딩하기 위한 장치의 개략도를 도시한다. 상기 장치는 도 4와 관련하여 설명된 실시예의 변형이고, 도 4와 관련하여 설명된 것처럼, 스테레오 신호들  $L$ 과  $R$ 의 회전을 수행하는 회로(401), 회전각을 결정하기 위한 회로 소자(400), 적응 필터(201), 감산 회로(203), 인코더(202), 인코더(205), 및 결합자 회로(204)를 포함한다. 본 실시예에 따라, 주성분 신호  $y$ 는 필터(201)로 직접 공급되지 않는다. 대신, 상기 장치는 회로(401)로부터 수신된 잔류 신호  $r$ 를 상수  $\gamma$ 와 곱하는 곱셈 회로(901), 및 주성분 신호  $y$ 에 어림된 잔류 신호를 더하기 위한 가산 회로(902)를 더 포함하고, 필터(201)로 공급되는 신호  $y+r\gamma$ 가 얻어진다. 이와 같이,  $\gamma$ 는 예를 들면의  $10^{-2}$  차수인 작은 양의 값이다. 일 실시예에서, 상수  $\gamma$ 는 적합하게 찾을 수 있다. 실제적으로 신호  $y$ 의 스펙트럼 안에 존재하지 않지만  $r$ 의 스펙트럼 안에 존재하는 주파수들은 필터(201)에 의해 잔류 신호  $\hat{r}$ 의 모델링에 사용될 수 있고, 그에 의하여 코딩된 신호의 품질을 개선하는 것이 본 실시예의 이점이다. 본 실시예에 따라, 신호  $y+r\gamma$ 는 수신기에 전송되는 디코딩된 주 신호  $y_e$ 를 생성하는 인코더(202)로 공급된다. 또한, 본 실시예에 따라, 상수  $\gamma$ 는 결합자(204)로 공급되고 수신기로 전송된다.

[0086] 도 10은 본 발명의 제 4 실시예에 따라 스테레오 신호를 디코딩하기 위한, 즉 도 9에 따라 인코더로부터 수신된 신호를 디코딩하기 위한, 장치의 개략도를 도시한다. 상기 장치는, 도 6과 관련하여 설명된 것과 같이, 조합된 신호  $T$ , 디코더(302), 디코더(303), 디코더(304), 및 회전 회로(601)로부터 수신된 정보를 추출하기 위한 회로(301)를 포함한다. 본 실시예에 따라, 회로(301)는 조합 신호  $T$ 로부터 상수  $\gamma$ 를 또한 추출하고, 상기 장치는 필터(304)에 의해 생성된 상기 예측된 잔류 신호  $\hat{r}'$ 를 수신된 상수  $\gamma$ 와 곱하기 위한 곱셈 회로(1001)를 더 포함한다. 장치는 디코딩된 주 신호  $y'$ 로부터 생긴 어림된 예측 잔류 신호  $\gamma \hat{r}'$ 을 감산하기 위한 회로(1002)를 더 포함한다.

[0087] 도 11은 본 발명의 제 5 실시예에 따라 다채널 신호를 인코딩하기 위한 장치의 개략도를 도시한다. 본 발명은  $n$  채널들  $S_1, \dots, S_n$ 을 포함하는 다채널 신호를 수신한다. 상기 장치는 신호 성분들  $S_1, \dots, S_n$ 의 주 성분 분석을 수행하기 위한 주 성분 분석기(principal component analyser)(1110)를 포함하고, 입력 신호를 주성분 신호  $y$  및  $n-1$  잔류 신호들  $r_1, r_2, \dots, r_{n-1}$ 로 변환하기 위한 가중치 벡터  $W = (W_1, \dots, W_n)$ 를 생성한다. 상기 장치는

입력 신호 성분들  $S_1, \dots, S_n$ 과 결정된 가중치 벡터  $W$ 를 수신하고, 상기 변환에 따라 신호  $y$ 와  $r_1, \dots, r_{n-1}$ 를 생성하는 변환 회로(transformation circuit)(1101)를 더 포함한다. 주성분 신호  $y$ 는, 도 4와 관련하여 설명된 것과 같이, 잔류 신호들  $r_1, \dots, r_{n-1}$  중 하나를 각각 예측하는 한 세트(set)의 적응 필터들(201)로 공급되고, 대응하는 인코더들(205)로 공급되고 후속하여 결합자(204)로 공급되는 대응하는 필터 파라미터들  $F_{p1}, \dots, F_{p(n-1)}$ 을 생성한다. 대응하는 디코더(도시되지 않음)에서, 도 6과 관련하여 설명된 것처럼, 대응하는 필터들은 필터 파라미터들에 기초한 잔류 신호들의 추정들  $\hat{r}_1, \dots, \hat{r}_{n-1}$ 을 생성하기 위하여 사용된다. 상기 장치는 주성분 신호  $y$ 를 인코딩하기 위한 인코더(202)를 더 포함해서, 결합자(204)로 또한 공급되는 인코딩된 신호  $y_e$ 를 생성한다.

[0088] 일 실시예에 따라, 예를 들면  $r_1, \dots, r_k$ ,  $k < n-1$ 인, 단지 잔류 신호들의 부분 집합들은 수신기에 전송하거나 대응하는 필터들로 공급될 수 있고, 그것에 의해 대부분의 신호 품질을 유지하면서 필요한 비트 레이트를 줄이는 것이 이해된다.

[0089] 도 12는 본 발명의 실시예로 사용하기 위해 감산기 회로의 개략도를 도시한다. 상기 실시예들에서, 타겟 신호를 추정된 신호와 비교함으로써, 즉 감산 회로(203)에 의해 생성되는  $r$ 과  $\hat{r}$  사이의 차를 나타내는 에러 신호  $e$ 에 의해, 상기 필터 파라미터들은 결정된다. 감산 회로는  $r$ 과  $\hat{r}$  사이의 차의 다른 추정들을 생성할 수 있고, 예를 들면 차는 시간 도메인 또는 주파수 도메인에서 결정될 수 있다. 도 12를 참조하면, 회로(203)는 신호들  $r$ 과  $\hat{r}$ 을, 예를 들면 고속 푸리에 변환(fast Fourier transformation:FFT)을 수행함으로써, 각각, 주파수 도메인으로 변환하기 위해 회로들(1201)을 포함할 수 있다. 결과 주파수 성분들은, 개별 회로들(1204)에 의해 또한 처리된다. 예를 들면 상이한 주파수들은, 인간 청각 기관계의 특성들에 따라 바람직하게, 가청 주파수(audible frequency) 범위 안에 더욱 강하게 부과한 차이들에 의해, 다르게 가중된다. 회로들(1204)에 의해 또한 처리하는 다른 예들은 예정된 주파수 성분들에 관해서 평균하는 것, 복합적인 주파수 성분들의 크기를 계산하는 것, 필터 성분들의 클러스터링(clustering), 또는 동종의 것들을 포함한다. 예를 들면, 바람직한 실시예에서, 클러스터링은 주파수 도메인에서 감산에 앞서 수행된다. 클러스터링은 예를 들면 선형 또는 대수의 부-대역폭(sub-bandwidth)들을 가진 필터-뱅크(filter-bank)를 사용하여 수행될 수 있다. 대안적으로, 클러스터링은 이른바 등가 직사각형 대역폭(ERB)을 사용하여 수행될 수 있다(1997, Academic Press, Brian Moore 저술의 "An introducing to the Psychology of Hearing"을 참조). 등가 직사각형 대역폭 기술(equivalent rectangular bandwidth technique)은 인간 청각의 필터들에 대응하는 주파수-대역들, 예를 들면 이른바 임계 대역들을 집중 발생시킨다. 본 실시예에 따라, 중심 주파수(centre frequency)의 기능으로써 대응하는 ERB의 값,  $f$ (kHz 이내)는,  $ERB = 24.7(4.37f+1)$ 에 따라 계산될 수 있다. 다시 도 12를 참조하면, 회로(203)는 처리된 주파수 성분들을 감산하기 위한 감산 회로(1203)를 더 포함한다. 대안적으로, 회로들(1201)에 의해 생성된 변환된 신호들은 다른 처리 없이 감산 회로(1204)로 직접 공급된다. 감산 회로(1204)에 의해 생성된 차 신호는 시간의 도메인으로 돌아가는 에러 신호를 변환하기 위해, 예를 들며 역 푸리에 변환(inverse Fourier transform : IFFT)을 수행하는 것에 의해, 변환 회로(1202)로 공급된다. 대안적으로, 주파수 도메인에서 차 신호는 직접 사용될 수 있다.

[0090] 예를 들면 부가 또는 제거한 특징들에 의해, 또는 상기 실시예의 결합한 특징들에 의해, 당업자는 상기 실시예를 적용하는 것이 이해될 것이다. 예를 들면, 실시예 8 및 9의 실시예들에서 도입된 특징들은 도 11의 실시예에서 잘 통합될 수 있다. 다른 예로써, 도 4의 실시예에서 추정된 잔류 신호의 품질을 설명하는 에러 신호  $e$ 는 최대의 용인가능한 오차를 표시하는 문턱 오차와 비교될 수 있다. 만약 상기 오차가 용인가능하지 않다면, 에러 신호는 적합한 코딩 후에, 선형 예측 코딩(Linear Predictive Coding:LPC)의 분야 내에 사용되는 방법들과 비슷한 신호  $T$ 와 함께 전송될 수 있다.

[0091] 본 발명은 입체 음향 신호들에 대해 제한되지 않고 두 개 이상의 입력 채널들을 가진 다른 다-채널 입력 신호들에 또한 적용될 수 있다. 그와 같은 다-채널 신호들의 예들은 디지털 비디오 디스크(Digital Versatile Disc:DVD) 또는 슈퍼 오디오 콤팩트 디스크(Super Audio Compact Disc) 등으로부터 수신된 신호들을 포함한다.



더 일반적인 경우에는, 주성분 신호  $y$ 와 하나 이상의 잔류 신호들  $r$ 은 본 발명에 따라 생성될 수 있다. 더 높은 차수 잔여들은 상당한 신호의 품질의 저하 없이 무시될 수 있기 때문에, 전송된 잔류 신호들의 수는 채널들의 수와 요구되는 비트 레이트에 의존한다.

[0092] 일반적으로, 비트 레이트 할당은 적절하게 변경할 수 있고, 그것에 의해 우수한 성능 저하를 허용하는 것이 본 발명의 이점이다. 예를 들면, 만약 통신 채널은, 예를 들면 증가된 네트워크 트래픽, 소음, 또는 동종의 것들 때문에, 순간적으로 감소한 비트 레이트만이 전송되도록 허용하면, 신호의 지각할 수 있는 품질을 상당히 저하함이 없이 전송된 신호의 비트 레이트가 감소될 수 있다. 예를 들면, 상기에 논한 정상 사운드 소스의 경우에, 비트 레이트는 두 개 대신 하나의 채널을 전송하는 것에 대응하여, 신호 품질을 상당히 저하함이 없이 대략 두 개의 팩터로 감소될 수 있다.

[0093] 상기 장치들은 일반적- 또는 특별한-목적으로써 프로그램 가능한 마이크로 프로세서(Microprocessor)들, 디지털 신호 처리 장치(Digital Signal Processor : DSP)들, 주문형 반도체(Application Specific Integrated Circuit:ASIC)들, 프로그램 가능 논리 배열(Programmable Logic Array)들, 필드-프로그램 가능 게이트 배열(Field-Programmable Gate Array:FPGA)들, 특수 목적 전자 회로(special purpose electronic circuit)들, 또는 그들의 조합물들으로써 수행할 수 있다는 것에 주목된다.

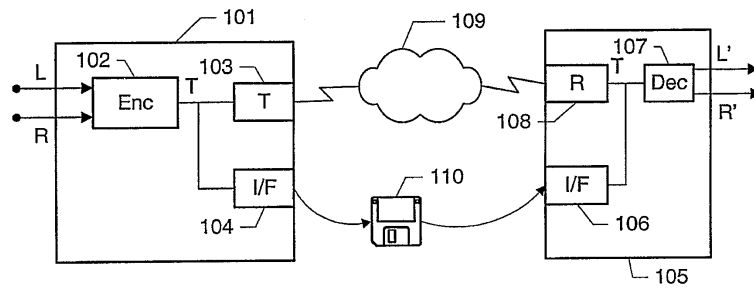
[0094] 상기 언급된 실시예들은 본 발명의 한계를 설명하지 않고, 당업자들은 첨부된 청구항의 범위에 벗어남이 없이 많은 대안의 실시예들을 생각할 수 있을 것이라는 것에 주목된다. 본 청구항들에서, 삽입 어구 사이에 위치한 어떤 참고 표시들도 청구항을 제한하는 것으로 해석되지 않는다. 용어 '포함하는(comprising)'은 청구항에 기록한 것 외에는 다른 성분들 또는 단계들의 존재를 배제하지 않는다. 본 발명은 몇몇의 독특한 성분을 포함하는 하드웨어, 및 적절하게 프로그래밍된 컴퓨터에 의해 수행될 수 있다. 수 개의 수단들을 열거하는 디바이스 청구항에서, 수개의 이들 수단들을 하드웨어의 하나 및 동일 항목에 의해 구현될 수 있다. 어떤 방법들은 서로 다른 종속 청구항들에 다시 인용된다는 단순한 사실은 이들 방법들의 결합이 이점으로 사용될 수 있다는 것을 말한다.

**도면의 간단한 설명**

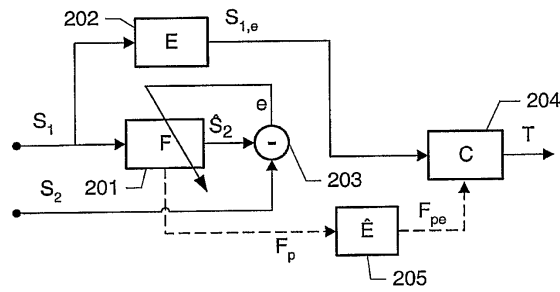
- [0042] 도 1은 본 실시예에 따라 입체 음향 신호들을 통신하기 위한 시스템의 개략도.
- [0043] 도 2는 본 발명의 제 1 실시예에 따라 다채널 신호들을 인코딩을 위한 장치의 개략도.
- [0044] 도 3은 본 발명의 제 1 실시예에 따라 다채널 신호의 디코딩을 위한 장치의 개략도.
- [0045] 도 4는 본 발명의 제 2 실시예에 따라 스테레오 신호를 인코딩하기 위한 장치의 개략도.
- [0046] 도 5는 본 발명의 실시예에 따라 신호 변환의 결정을 도시하는 도면.
- [0047] 도 6은 본 발명의 제 2 실시예에 따라 스테레오 신호를 디코딩하기 위한 장치의 개략도.
- [0048] 도 7a 내지 도 7c는 본 발명의 실시예에서 사용을 위한 필터 회로의 예들의 개략도들.
- [0049] 도 8은 본 발명의 제 3 실시예에 따라 스테레오 신호를 인코딩하기 위한 장치의 개략도.
- [0050] 도 9는 본 발명의 제 4 실시예에 따라 스테레오 신호를 인코딩하기 위한 장치의 개략도.
- [0051] 도 10은 본 발명의 제 4 실시예에 따라 스테레오 신호를 디코딩하기 위한 장치의 개략도.
- [0052] 도 11은 본 발명의 제 5 실시예에 따라 다채널 신호를 인코딩하는 장치의 개략도.
- [0053] 도 12는 본 발명의 실시예에서 사용을 위한 감산 회로(subtraction circuit)의 개략도.

도면

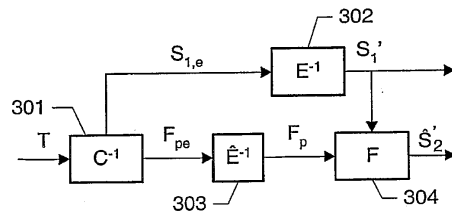
도면1



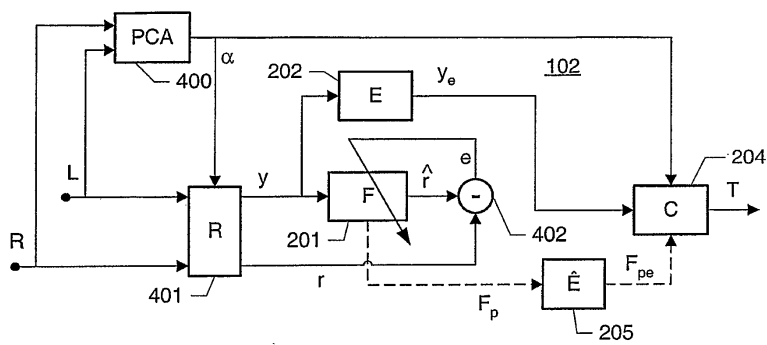
도면2



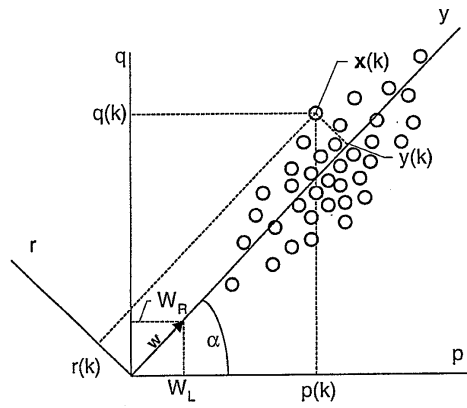
도면3



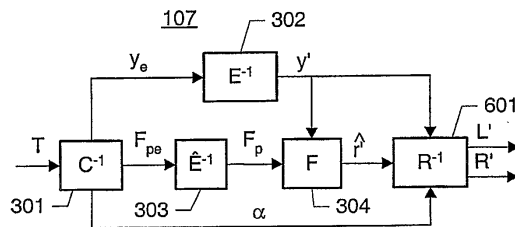
도면4



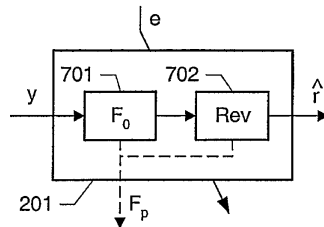
도면5



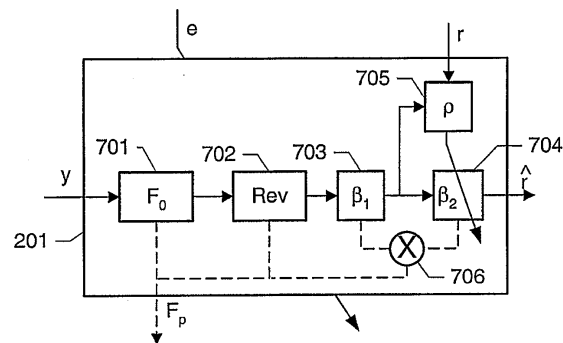
도면6



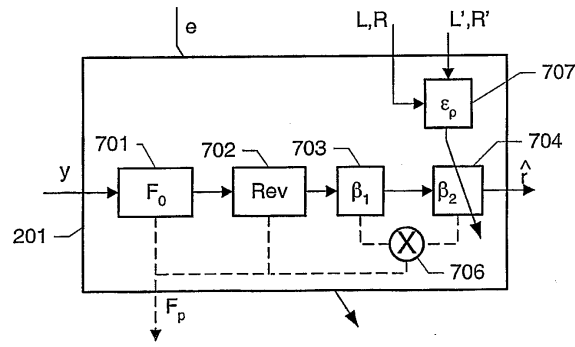
도면7a



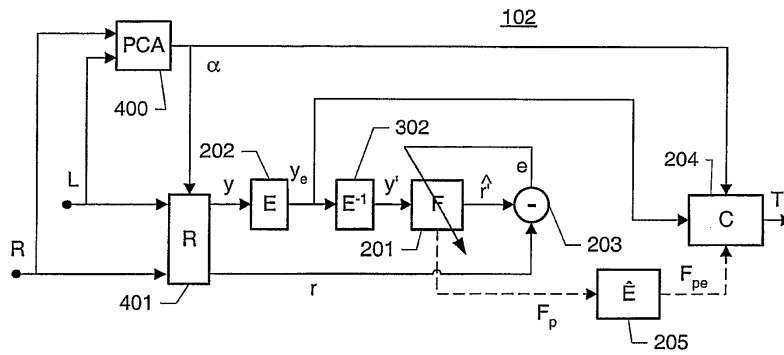
도면7b



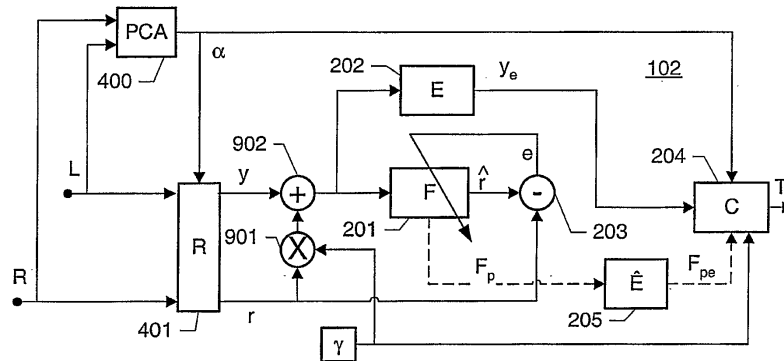
도면7c



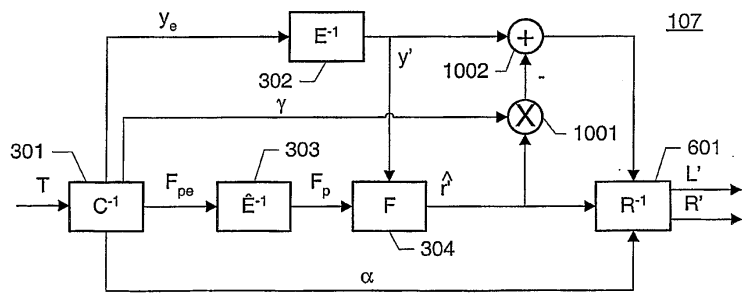
도면8



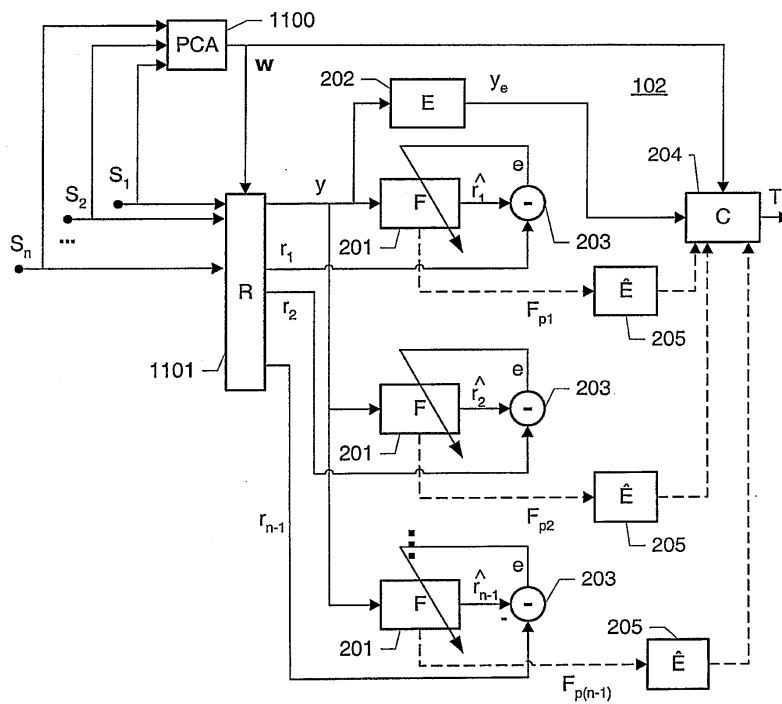
도면9



도면10



도면11



도면12

