



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 등록특허공보(B1)**

(45) 공고일자 2012년07월09일  
 (11) 등록번호 10-1147187  
 (24) 등록일자 2012년05월10일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

*H04S 3/02* (2006.01)

(21) 출원번호 10-2007-7000839

(22) 출원일자(국제) 2005년07월07일

심사청구일자 2010년07월07일

(85) 번역문제출일자 2007년01월12일

(65) 공개번호 10-2007-0039543

(43) 공개일자 2007년04월12일

(86) 국제출원번호 PCT/IB2005/052254

(87) 국제공개번호 WO 2006/008683

국제공개일자 2006년01월26일

(30) 우선권주장

04103365.5 2004년07월14일

유럽특허청(EPO)(EP)

(56) 선행기술조사문헌

US06111958 A\*

US06697491 B1\*

\*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

**돌비 인터네셔널 에이비**

네덜란드 1101 씨엔 암스트레담 주이두스트 헤리  
 커베르그백 1-35 3이 아폴로 빌딩

**코닌클리케 필립스 일렉트로닉스 엔.브이.**

네덜란드왕국, 아인드호펜, 그로네보르스베그 1

(72) 발명자

**반 룬, 마키엘, 베.**

네덜란드, 아아 아인드호펜 엔엘-5656, 프로프.  
 홀스트란 6

**브리마르트, 디르크, 예이.**

네덜란드, 아아 아인드호펜 엔엘-5656, 프로프.  
 홀스트란 6

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

**문경진**

전체 청구항 수 : 총 17 항

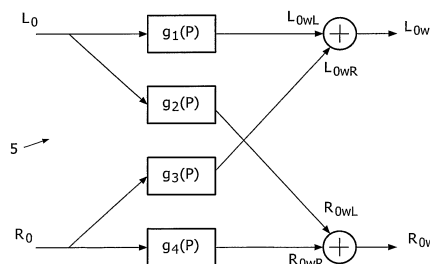
심사관 : 이정숙

(54) 발명의 명칭 **방법, 디바이스, 인코더 장치, 디코더 장치 및 오디오 시스템**

**(57) 요약**

인코더로부터 얻어진 스테레오 신호를 처리하는 방법 및 디바이스가 설명되며, 상기 인코더는 N-채널 오디오 신호를 제 1 및 제 2 스테레오 신호( $L_0$ ,  $R_0$ )를 포함하는 공간 파라미터(P) 및 스테레오 다운-믹스 신호로 인코딩한다. 제 1 출력 신호( $L_{0w}$ )를 얻기 위해 제 1 신호 및 제 3 신호가 추가되고, 상기 제 1 신호( $L_{0wL}$ )는 제 1 복소 함수( $g_1$ )에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 3 신호( $L_{0wR}$ )는 제 3 복소 함수( $g_3$ )에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호( $R_0$ )를 포함한다. 제 2 출력 신호( $R_{0w}$ )를 얻기 위해 제 2 신호 및 제 4 신호가 추가되고, 상기 제 4 신호( $R_{0wR}$ )는 제 4 복소 함수( $g_4$ )에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호( $R_0$ )를 포함하고, 상기 제 2 신호( $R_{0wL}$ )는 제 2 복소 함수( $g_2$ )에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호( $L_0$ )를 포함한다. 상기 복소 함수( $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$ ,  $g_4$ )는 상기 공간 파라미터(P)의 함수이고, 제 1 신호와 제 2 신호 사이의 차이( $L_{0wL} - R_{0wL}$ )의 에너지 값이 제 1과 제 2 신호의 합( $L_{0wL} + R_{0wL}$ )의 에너지 값 이상이 되도록, 그리고 제 4 신호와 제 3 신호 사이의 차이( $R_{0wR} - L_{0wR}$ )의 에너지 값이 제 4 신호와 제 3 신호의 합( $R_{0wR} + L_{0wR}$ )의 에너지 값 이상이 되도록 선택된다.

**대표도** - 도2



(72) 발명자

**호토, 게라르드, 하.**

네덜란드, 아아 아인드호펜 엔엘-5656, 프로프.  
홀스트란 6

**슈이제르스, 에릭, 게., 페.**

네덜란드, 아아 아인드호펜 엔엘-5656, 프로프.  
홀스트란 6

**푸르나겐, 하이코**

스웨덴, 스톡홀름 에스-113 52, 도벨른스가탄 64

**뢰덴, 카알, 제이.**

스웨덴, 스톡홀름 에스-113 52, 도벨른스가탄 64

---

**특허청구의 범위**

**청구항 1**

제 1 및 제 2 스테레오 신호( $L_0$ ,  $R_0$ )를 포함하는 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법으로서, 상기 스테레오 다운-믹스 신호 및 연관된 공간 파라미터(P)는 N-채널 오디오 신호를 인코딩하는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법에 있어서,

제 1 출력 신호( $L_{0W}$ )를 얻기 위해 제 1 신호와 제 3 신호를 가산하는 단계로서, 상기 제 1 신호( $L_{0WL}$ )는 제 1 복소 함수( $g_1$ )에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 3 신호( $L_{0WR}$ )는 제 3 복소 함수( $g_3$ )에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호( $R_0$ )를 포함하는, 가산 단계와,

- 제 2 출력 신호( $R_{0W}$ )를 얻기 위해 제 2 신호와 제 4 신호를 가산하는 단계로서, 상기 제 4 신호( $R_{0WR}$ )는 제 4 복소 함수( $g_4$ )에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호( $R_0$ )를 포함하고, 상기 제 2 신호( $R_{0WL}$ )는 제 2 복소 함수( $g_2$ )에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호( $L_0$ )를 포함하는, 가산 단계를 포함하며,

- 상기 복소 함수( $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$ ,  $g_4$ )는 상기 공간 파라미터(P)의 함수이고, 제 1 신호와 제 2 신호 사이의 차이( $L_{0WL}-R_{0WL}$ )의 에너지 값이 제 1과 제 2 신호의 합( $L_{0WL}+R_{0WL}$ )의 에너지 값 이상이 되도록, 그리고 제 4 신호와 제 3 신호 사이의 차이( $R_{0WR}-L_{0WR}$ )의 에너지 값이 제 4 신호와 제 3 신호의 합( $R_{0WR}+L_{0WR}$ )의 에너지 값 이상이 되도록 선택되는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 2**

제 1항에 있어서, 상기 N-채널 오디오 신호는 전면-채널 신호 및 후면-채널 신호를 포함하고, 상기 공간 파라미터(P)는 여기서 전면 채널의 기여에 비해 스테레오 다운-믹스( $L_0$ ,  $R_0$ )에서 후면 채널의 상대적인 기여의 측정을 포함하는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 3**

제 1항 또는 제 2항에 있어서, 상기 제 2 복소 함수( $g_2$ )의 크기는 상기 제 1 복소 함수( $g_1$ )의 크기보다 더 작고/작거나 상기 제 3 복소 함수( $g_3$ )의 크기는 상기 제 4 복소 함수( $g_4$ )의 크기보다 작은, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 4**

제 1항 또는 제 2항에 있어서, 상기 제 2 복소 함수( $g_2$ ) 및/또는 상기 제 3 복소 함수( $g_3$ )는  $\pm 90^\circ$ 와 실질적으로 동일한 위상 시프트를 포함하는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 5**

제 1항 또는 제 2항에 있어서, 상기 제 1 복소 함수( $g_1$ )는 제 1 및 제 2 함수 부분( $g_{11L}; g_{12L}$ )를 포함하고, 상기 제 2 함수 부분( $g_{12L}$ )의 출력은, 상기 공간 파라미터(P)가, 상기 제 1 스테레오 신호( $L_0$ )에서의 후면 채널의 기여가 상기 제 1 스테레오 신호( $L_0$ )의 전면 채널의 기여에 비해 증가한다는 것을 나타낼 때 증가하고, 상기 제 2 함수 부분( $g_{12L}$ )은  $\pm 90^\circ$  와 실질적으로 동일한 위상 시프트를 포함하는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 6**

제 5항에 있어서, 상기 제 4 복소 함수( $g_4$ )는 제 3 및 제 4 함수 부분( $g_{11R}; g_{12R}$ )을 포함하고, 상기 제 4 함수 부분( $g_{12R}$ )의 출력은, 상기 공간 파라미터(P)가 상기 제 2 스테레오 신호( $R_0$ )에서의 후면 채널의 기여가 상기 제 2 스테레오 신호( $R_0$ )의 전면 채널의 기여에 비해 증가한다는 것을 나타낼 때 증가하고, 상기 제 4 함수 부분( $g_{12R}$ )은  $\pm 90^\circ$  와 실질적으로 동일한 위상 시프트를 포함하는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 7**

제 6항에 있어서, 상기 제 1 함수 부분( $g_{11L}$ )은 상기 제 4 함수 부분( $g_{12R}$ )에 비해 반대 부호를 갖는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 8**

제 6항에 있어서, 상기 제 2 복소 함수( $g_2$ )는 상기 제 3 복소 함수( $g_3$ )에 비해 반대 부호를 갖는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 9**

제 7항에 있어서, 상기 제 2 복소 함수( $g_2$ ) 및 상기 제 4 함수 부분( $g_{12R}$ )은 동일한 부호를 갖고, 상기 제 3 복소 함수( $g_3$ ) 및 상기 제 2 함수 부분( $g_{12L}$ )은 동일한 부호를 갖는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 10**

제 1 및 제 2 스테레오 신호( $L_0, R_0$ )를 포함하는 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스(5)로서, 상기 스테레오 다운-믹스 신호 및 연관된 공간 파라미터(P)는 N-채널 오디오 신호를 인코딩하는, 제 1 및 제 2 스테레오 신호( $L_0, R_0$ )를 포함하는 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스(5)에 있어서,

- 제 1 출력 신호( $L_{0WL}$ )를 얻기 위해 제 1 신호와 제 3 신호를 가산하는 제 1 가산 수단으로서, 상기 제 1 신호( $L_{0WL}$ )는 제 1 복소 함수( $g_1$ )에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 3 신호( $L_{0WR}$ )는 제 3 복소 함수( $g_3$ )에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호( $R_0$ )를 포함하는, 제 1 가산 수단과,
- 제 2 출력 신호( $R_{0WL}$ )를 얻기 위해 제 2 신호와 제 4 신호를 가산하는 제 2 가산 수단으로서, 상기 제 4 신호( $R_{0WR}$ )는 제 4 복소 함수( $g_4$ )에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호( $R_0$ )를 포함하고, 상기 제 2 신호( $R_{0WL}$ )는 제 2 복소 함수( $g_2$ )에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호( $L_0$ )를 포함하는, 제 2 가산 수단을 포함하며,
- 상기 복소 함수( $g_1, g_2, g_3, g_4$ )는 상기 공간 파라미터(P)의 함수이고, 제 1 신호와 제 2 신호 사이의 차이( $L_{0WL}-R_{0WL}$ )의 에너지 값이 제 1과 제 2 신호의 합( $L_{0WL}+R_{0WL}$ )의 에너지 값 이상이 되도록, 그리고 제 4 신호와 제 3 신호 사이의 차이( $R_{0WR}-L_{0WR}$ )의 에너지 값이 제 4 신호와 제 3 신호의 합( $R_{0WR}+L_{0WR}$ )의 에너지 값 이상이 되는, 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스.

**청구항 11**

인코더 장치로서,

- N-채널 오디오 신호를 제 1 및 제 2 스테레오 신호( $L_0, R_0$ )를 포함하는 스테레오 다운-믹스 신호 및 공간 파라미터(P)로 인코딩하는 인코더(2)와;
- 상기 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하기 위해 제 10항에 기재된 디바이스(5)를 포함하는, 인코더 장치.

**청구항 12**

제 1 및 제 2 스테레오 신호( $L_{ow}, R_{ow}$ )를 포함하는 전치-처리된(pre-processed) 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법으로서,

- 제 1 출력 신호를 얻기 위해 제 1 신호와 제 3 신호를 가산하는 단계로서, 상기 제 1 신호는 제 1 복소 후치-처리(post processing) 함수에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 3 신호는 제 3 복소 후치-처리 함수에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호를 포함하는, 가산 단계와,
- 제 2 출력 신호를 얻기 위해 제 2 신호와 제 4 신호를 가산하는 단계로서, 상기 제 4 신호는 제 4 복소 후

치-처리 함수에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 2 신호는 제 2 복소 후치-처리 함수에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하는, 가산 단계를 포함하며,

- 상기 복소 후치-처리 함수는 스테레오 신호를 전치-처리하는데 사용된 복소 전치-처리 함수로부터 유도되고, 상기 복소 후치-처리 함수는, 상기 스테레오 신호를 전치-처리하는데 사용된 전치-처리 동작이 반전되도록 한정되는, 전치-처리된 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 13**

제 12항에 있어서, 상기 가산 단계들은 다음의 행렬 곱셈으로 구현되고,

$$\begin{bmatrix} L_o \\ R_o \end{bmatrix} = H^{-1} \begin{bmatrix} L_{ow} \\ R_{ow} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & k_3 \\ k_2 & k_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ow} \\ R_{ow} \end{bmatrix} \text{ 이고}$$

$$k_1 = \frac{1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_4$$

$$k_2 = \frac{-1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_2$$

$$k_3 = \frac{-1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_3$$

$$k_4 = \frac{1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_1 \text{ 이며,}$$

여기서  $L_o$  및  $R_o$ 는 각각 제 1 및 제 2 출력 신호이고,  $L_{ow}$  및  $R_{ow}$ 은 각각 제 1 및 제 2 스테레오 입력 신호이고,  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$ , 및  $k_4$ 는 각각 상기 제 1, 제 2, 제 3 및 제 4 복소 후치-처리 함수이고,  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$  및  $g_4$ 는 각각 제 1, 제 2, 제 3, 및 제 4 복소 전치-처리 함수인, 전치-처리된 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법.

**청구항 14**

제 1 및 제 2 스테레오 신호( $L_{ow}, R_{ow}$ )를 포함하는 전치-처리된 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스 (7)로서,

상기 전치-처리된 스테레오 다운-믹스 신호를 얻기 위해 상기 스테레오 다운-믹스 신호에 적용된 전치-처리 동작을 반전시키는 수단을 포함하며, 상기 반전 수단은,

- 제 1 출력 신호를 얻기 위해 제 1 신호와 제 3 신호를 가산하는 단계로서, 상기 제 1 신호는 제 1 복소 후치-처리 함수에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 3 신호는 제 3 복소 후치-처리 함수에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호를 포함하는, 가산 단계와,

- 제 2 출력 신호를 얻기 위해 제 2 신호와 제 4 신호를 가산하는 단계로서, 상기 제 4 신호는 제 4 복소 후치-처리 함수에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 2 신호는 제 2 복소 후치-처리 함수에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하는, 가산 단계를

수행하도록 구성되며,

- 상기 복소 후치-처리 함수는 스테레오 다운-믹스 신호를 전치-처리하는데 사용된 복소 전치-처리 함수로부터 유도되고, 상기 복소 후치-처리 함수는, 상기 스테레오 신호를 전치-처리하는데 사용된 전치-처리 동작이 반전되도록 한정되는, 제 1 및 제 2 스테레오 신호를 포함하는 전치-처리된 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스.

**청구항 15**

제 14항에 있어서, 상기 반전 수단은 행렬 곱셈, 즉

$$\begin{bmatrix} L_o \\ R_o \end{bmatrix} = H^{-1} \begin{bmatrix} L_{ow} \\ R_{ow} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & k_3 \\ k_2 & k_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ow} \\ R_{ow} \end{bmatrix} \text{ 이고}$$

$$k_1 = \frac{1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_4$$

$$k_2 = \frac{-1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_2$$

$$k_3 = \frac{-1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_3$$

$$k_4 = \frac{1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_1$$

이며,

여기서  $L_0$  및  $R_0$ 은 각각 제 1 및 제 2 출력 신호이고,  $L_{0W}$  및  $R_{0W}$ 은 각각 제 1 및 제 2 스테레오 입력 신호이고,  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$ , 및  $k_4$ 는 각각 상기 제 1, 제 2, 제 3 및 제 4 복소 후치-처리 함수이고,  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$  및  $g_4$ 는 각각 제 1, 제 2, 제 3, 및 제 4 복소 전치-처리 함수인, 제 1 및 제 2 스테레오 신호를 포함하는 전치-처리된 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스.

**청구항 16**

디코더 장치로서,

- 제 1 및 제 2 스테레오 신호( $L_{0W}, R_{0W}$ )를 포함하는 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하기 위해 제 14항에 기재된 디바이스(7)와,
- 상기 처리된 스테레오 신호( $L_0, R_0$ )를 N-채널 오디오 신호로 디코딩하는 디코더를 포함하는, 디코더 장치.

**청구항 17**

제 11항에 기재된 인코더 장치와, 제 16항에 기재된 디코더 장치를 포함하는 오디오 시스템.

**명세서**

**기술분야**

- [0001] 본 발명은 제 1 및 제 2 스테레오 신호를 포함하는 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법 및 디바이스에 관한 것으로, 상기 스테레오 다운-믹스 신호 및 연관된 공간 파라미터는 N-채널 오디오 신호를 인코딩한다. 본 발명은 또한 그러한 인코더 및 그러한 디바이스를 포함하는 인코더 장치에 관한 것이다.
- [0002] 본 발명은 또한 그러한 방법 및 디바이스에 의해 얻어진 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법 및 장치에 관한 것이다. 본 발명은 또한 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하기 위한 그러한 디바이스를 포함하는 디코더 장치에 관한 것이다.
- [0003] 본 발명은 또한 그러한 인코더 및 그러한 디코더 장치를 포함하는 오디오 시스템에 관한 것이다.

**배경기술**

- [0004] 오랫동안, 예를 들어 가정 환경에서 음악의 스테레오 재생은 널리 보급되어 왔다. 1970년대 이래로, 가정 음악 기기의 4-채널 재생에 대한 몇몇 실험이 이루어졌다.
- [0005] 극장과 같은 대형 홀에서, 사운드의 다중-채널 재생은 오랫동안 존재해 왔다. 돌비 디지털<sup>®</sup> 및 다른 시스템은 대형 홀에서 실감나고 인상깊은 사운드 재생을 제공하기 위해 개발되었다.
- [0006] 그러한 다중-채널 시스템은 홈 씨어터에 도입되었고, 폭넓은 관심을 얻게 되었다. 따라서, 5.1 시스템으로 언급되는, 5개의 전-범위 채널 및 하나의 부분-범위 채널 즉 저주파수 효과(LFE) 채널을 갖는 시스템은 현재 시장에서 공통적이다. 예를 들어 2.1, 4.1, 7.1 및 심지어 8.1과 같은 다른 시스템도 존재한다.
- [0007] SACD 및 DVD의 도입으로, 다중-채널 오디오 재생이 유행되고 있다. 많은 소비자는 자신의 가정에서 다중-채널 재생의 가능성을 갖고, 다중-채널 소스 자료는 대중적이 되고 있다. 그러나, 많은 사람들은 여전히 단지 2-채널 재생 시스템만을 갖고, 송신은 일반적으로 2 채널을 통해 발생한다. 이러한 이유로 인해, 예를 들어 돌비 서라운드<sup>®</sup>와 같은 매트릭싱(matrixing) 기술이 개발되어, 2 채널을 통한 다중-채널 오디오의 송신을 가능하

게 한다. 송신된 신호는 2-채널 재생 시스템으로 직접 재생될 수 있다. 적절한 디코더가 이용가능한 때, 다중-채널 재생이 가능하다. 이를 위해 잘 알려진 디코더는 돌비 프로 로직<sup>®</sup>(I 및 II), (2001년 6월, AES 제 19차 서라운드 사운드에 대한 국제 회의의 회보, Kenneth Gundry의 "서라운드 사운드를 위한 새로운 능동 매트릭스 디코더") 및 서클 서라운드<sup>®</sup>(I 및 II)(US 특허 번호 6,198,827: 5-2-5 매트릭스 시스템)이다.

[0008] 다중-채널 자료의 증가하는 대중성으로 인해, 다중-채널 자료의 효율적인 코딩은 점점 더 중요하게 된다. 매트릭싱은 송신을 위해 필요한 오디오 채널의 수를 감소시켜, 필요한 대역폭 또는 비트율을 감소시킨다. 매트릭스 기술의 추가 장점은, 스테레오 재생 시스템과 역 호환된다는 것이다. 비트율의 추가 감소를 위해, 종래의 오디오 코더는 매트릭싱된 스테레오 신호를 인코딩하도록 적용될 수 있다.

[0009] 비트율을 감소시키는 다른 가능성은 매트릭싱 없이 모든 개별 채널을 인코딩하는 것이다. 이 방법은 더 높은 비트율을 초래하는데, 이는 2개 대신에 5개 채널이 인코딩되어야 하지만, 공간 재구성이 매트릭싱을 적용하는 것보다 본래에 더 가까울 수 있기 때문이다.

[0010] 사실상, 매트릭싱 프로세스는 손실 있는 동작이다. 그러므로, 단지 2채널 믹스로부터 5 채널의 완전한 재구성이 일반적으로 불가능하다. 이러한 특성은 5-채널 재구성의 최대 인식 품질을 한정한다.

[0011] 최근에, 2-채널 스테레오 오디오 신호 및 적은 수의 공간 파라미터 또는 인코더 정보 파라미터(P)로서 다중-채널 오디오를 인코딩하는 시스템이 개발되었다. 그 결과, 이 시스템은 스테레오 재생을 위해 역 호환된다. 송신된 공간 파라미터는, 디코더가 이용가능한 2-채널 스테레오 다운-믹스 신호로부터 5 채널을 어떻게 재구성해야 하는지를 결정한다. 업-믹스 프로세스가 송신된 파라미터에 의해 제어되는 점으로 인해, 5-채널 재구성의 인식 품질은 제어 파라미터가 없는 업-믹스 알고리즘(예를 들어, 돌비 프로 로직)에 비해 상당히 향상된다.

[0012] 요약하면, 3가지 상이한 방법은 제공된 2-채널 믹스로부터 5-채널 재구성을 생성하도록 적용될 수 있다:

[0013] 1) 블라인드 재구성. 이 방법은 어떠한 제공된 정보 없이 신호 특성에만 기초하여 업-믹스 매트릭스를 제거하려고 한다.

[0014] 2) 예를 들어 돌비 프로 로직과 같은 매트릭싱 기술. 특정한 다운-믹스 매트릭스를 적용함으로써, 2 채널로부터 5 채널로의 재구성은 적용된 다운-믹스 매트릭스에 의해 결정되는 특정 신호 특성으로 인해 향상될 수 있다.

[0015] 3) 파라미터-제어된 업-믹스. 이 방법으로, 인코더 정보 파라미터(P)는 일반적으로 비트 스트림의 보조 부분에 저장되어, 정상 스테레오 재생 시스템과 역 호환되는 것을 보장한다. 그러나, 이들 시스템은 일반적으로 매트릭싱 시스템과 역 호환되지 않는다.

[0016] 전술한 방법 2 및 3을 단일 시스템과 결합하는 것이 흥미 있다. 이것은 이용가능한 디코더에 따라 최대 품질을 보장한다. 돌비 프로 로직 또는 서클 서라운드와 같은 매트릭스 서라운드 디코더를 갖는 소비자에 대해, 매트릭스 프로세스에 따른 재구성이 얻어진다. 송신된 파라미터를 해석할 수 있는 디코더가 이용가능하면, 더 높은 품질 재구성이 얻어질 수 있다. 매트릭스 서라운드 디코더, 또는 공간 파라미터를 해석할 수 있는 디코더를 갖지 않은 소비자는 여전히 스테레오 역 호환성을 즐길 수 있다. 그러나, 방법 2와 3을 결합하는 한 가지 문제는, 실제로 송신된 스테레오 다운-믹스가 변형된다는 것이다. 이것은 다시 공간 파라미터를 이용하는 5-채널 재구성에 역효과를 준다.

**발명의 상세한 설명**

[0017] 본 발명의 목적은, 매트릭싱 기술로 파라미터 다중-채널 오디오 코딩의 결합을 허용하는 방법을 제공하는 것이며, 이 방법으로 전체 품질 다중-채널 재구성이 이용가능한 디코더와 독립적으로 실현될 수 있다.

[0018] 본 발명에 따라, 이 목적은 제 1 및 제 2 스테레오 신호를 포함하는 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법에 의해 달성되고, 상기 스테레오 다운-믹스 신호 및 연관된 공간 파라미터는 N-채널 오디오 신호를 인코딩하며, 상기 방법은,

[0019] 제 1 출력 신호를 얻기 위해 제 1 신호와 제 3 신호를 가산하는 단계로서, 상기 제 1 신호는 제 1 복소 함수에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 3 신호는 제 3 복소 함수에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호를 포함하는, 가산 단계와,

- [0020] 제 2 출력 신호를 얻기 위해 제 2 신호와 제 4 신호를 가산하는 단계로서, 상기 제 4 신호는 제 4 복소 함수에 의해 변형된 상기 제 2 스테레오 신호를 포함하고, 상기 제 2 신호는 제 2 복소 함수에 의해 변형된 상기 제 1 스테레오 신호를 포함하는, 가산 단계를 포함하며,
- [0021] 상기 복소 함수는 상기 공간 파라미터의 함수이고, 제 1 신호와 제 2 신호 사이의 차이의 에너지 값이 제 1과 제 2 신호의 합의 에너지 값 이상이 되도록, 그리고 제 4 신호와 제 3 신호 사이의 차이의 에너지 값이 제 4 신호와 제 3 신호의 합의 에너지 값 이상이 되도록 선택된다. 따라서, 디코더에서의 전면/후면 조종이 가능하다.
- [0022] 이러한 차이의 에너지 값 및 합 신호는 2-기준(즉 샘플의 수에 대한 제곱 합) 또는 이러한 신호의 절대값에 기초할 수 있다. 또한, 종래의 에너지 방식이 여기에 적용될 수 있다.
- [0023] 본 발명의 실시예에서, N-채널 오디오 신호는 전면-채널 신호 및 후면-채널 신호를 포함하고, 상기 공간 파라미터는 전면 채널의 기여에 비해 스테레오 다운-믹스에서의 후면 채널의 상대적인 기여의 방식을 포함한다. 이것은 후면-채널 기여의 선택이 필요하기 때문이다.
- [0024] 상기 제 2 복소 함수의 크기는 좌측/우측 후면 조정을 가능하게 하기 위해 상기 제 1 복소 함수보다 더 작을 수 있고 및/또는 상기 제 3 복소 함수의 크기는 상기 제 4 복소 함수의 크기보다 더 작다.
- [0025] 제 2 복소 함수 및/또는 제 3 복소 함수는 위상 시프트를 포함할 수 있는데, 이 위상 시프트는 전면 채널 기여로 신호 말소(cancellation)를 방지하기 위해  $\pm 90^\circ$  와 실질적으로 동일하다.
- [0026] 본 발명의 다른 실시예에서, 상기 제 1 함수는 제 1 및 제 2 함수 부분을 포함하고, 상기 제 2 함수 부분의 출력은, 상기 공간 파라미터가, 상기 제 1 스테레오 신호에서의 후면 채널의 기여가 전면 채널의 기여에 비해 증가한다는 것을 나타낼 때 증가하고, 상기 제 2 함수 부분은  $\pm 90^\circ$  와 실질적으로 동일한 위상 시프트를 포함한다. 이것은 전면 채널로 신호 말소를 방지하는 것이다. 더욱이, 상기 제 4 함수는 제 3 및 제 4 함수 부분을 포함할 수 있고, 상기 제 4 함수 부분의 출력은, 상기 공간 파라미터가 상기 제 2 스테레오 신호에서의 후면 채널의 기여가 전면 채널의 기여에 비해 증가한다는 것을 나타낼 때 증가하고, 상기 제 4 함수 부분은  $\pm 90^\circ$  와 실질적으로 동일한 위상 시프트를 포함한다.
- [0027] 제 1 함수 부분은 상기 제 4 함수 부분에 비해 반대 부호를 가질 수 있다. 제 2 함수는 상기 제 3 함수에 비해 반대 부호를 가질 수 있다. 제 2 함수 및 제 4 함수 부분은 동일한 부호를 갖고, 제 3 함수 및 제 2 함수 부분은 동일한 부호를 가질 수 있다.
- [0028] 본 발명의 다른 양상에서, 전술한 방법에 따라 스테레오 시스템을 처리하기 위한 디바이스, 및 그러한 디바이스를 포함하는 인코더 장치가 제공된다.
- [0029] 본 발명의 다른 양상에서, 제 1 및 제 2 스테레오 신호를 포함하는 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법이 제공되며, 상기 방법은 전술한 방법에 따라 처리 동작을 반전시키는 단계를 포함한다.
- [0030] 본 발명의 다른 양상에서, 전술한 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 방법에 따라 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스, 및 그러한 디바이스를 포함하는 디코더 장치가 제공된다.
- [0031] 본 발명의 또 다른 양상에서, 그러한 인코더 장치 및 그러한 디코더 장치를 포함하는 오디오 시스템이 제공된다.
- [0032] 본 발명의 다른 목적, 특징 및 장점은 첨부 도면 및 실시예를 참조하여 본 발명의 다음의 상세한 설명으로부터 나타날 것이다.

**실시예**

- [0039] 본 발명의 방법은 파라미터 다중-채널 재구성을 저하시키지 않고도 매트릭스 디코딩을 가능하게 할 수 있다. 이것은, 매트릭싱 기술이 다운-믹싱 이전에 이루어진 실제 매트릭싱과 반대로 다운-믹싱 이후에 인코딩에 적용되기 때문에 가능하다. 다운-믹스의 매트릭싱은 공간 파라미터에 의해 제어된다.
- [0040] 적용된 매트릭스가 반전가능하면, 디코더는 송신된 인코더 정보 파라미터(P)에 기초하여 매트릭싱을 복귀시킬 수 있다.
- [0041] 종래에, 매트릭싱은 원래 N-채널 입력 신호에 적용된다. 그러나, 이러한 접근법은 여기에 적합하지 않은데, 이는 올바른 N-채널 재구성에 대해 필수조건인 이러한 매트릭싱의 반전이 일반적으로 2-채널만이 디코더에서



이용가능하기 때문에 불가능하기 때문이다. 따라서, 본 발명의 하나의 특징은 5-채널 믹스에 보통 적용되는 매트릭싱 기술을 2-채널 믹스의 파라미터 제어된 변형으로 대체하는 것이다.

[0042] 도 1은 본 발명을 병합하는 인코더/디코더 오디오 시스템의 블록도이다. 오디오 시스템(1)에서, N-채널 오디오 신호는 인코더(2)에 공급된다. 인코더(2)는 N-채널 오디오 신호를 스테레오 채널 신호(L<sub>0</sub> 및 R<sub>0</sub>) 및 인코더 정보 파라미터(P)로 변환하는데, 이에 의해 디코더(3)는 정보를 디코딩할 수 있고, 대략 디코더(3)로부터 출력될 원래 N-채널 신호를 재구성한다. N-채널 신호는, 센터 채널, 2 전면 채널, 2 서라운드 채널 및 저주파수 효과(LFE) 채널을 포함하는 5.1 시스템을 위한 신호일 수 있다.

[0043] 종래에, 인코딩된 스테레오 채널 신호(L<sub>0</sub> 및 R<sub>0</sub>) 및 인코더 정보 파라미터(P)는, 도 1에서 원(4)으로 표시된, CD, DVD, 방송, 레이저 디스크, DBS, 디지털 케이블, 인터넷 또는 임의의 다른 송신 또는 분배 시스템과 같은 적합한 방식으로 사용자에게 송신되거나 분배된다. 좌측 및 우측 스테레오 신호(L<sub>0</sub> 및 R<sub>0</sub>)가 송신되거나 분배되기 때문에, 시스템(1)은 스테레오 신호만을 재생할 수 있는 다수의 수신 기기와 호환된다. 수신 기기가 파라미터 다중-채널 디코더를 포함하면, 디코더는 스테레오 채널(L<sub>0</sub> 및 R<sub>0</sub>)에서의 정보 및 인코더 정보 파라미터(P)에 기초하여 그 추정치를 제공함으로써 N-채널 신호를 디코딩할 수 있다.

[0044] 이제, N-채널 오디오 신호를 가정하면, 여기서 N은 2보다 큰 정수이고, z<sub>1</sub>[n], z<sub>2</sub>[n], ..., z<sub>N</sub>[n]은 N 채널의 이산 시간-영역 파형을 나타낸다. 이러한 N 신호는 공통 세그먼트를 이용함으로써, 바람직하게 오버래핑 분석 윈도우를 이용하여, 세그먼트화된다. 후속하여, 각 세그먼트는 복소 변환(예를 들어, FFT)을 이용하여 주파수 영역으로 변환된다. 그러나, 복소 필터-뱅크 구조는 또한 시간/주파수 타일을 얻기 위해 적절할 수 있다. 이러한 프로세스는 입력 신호의 세그먼트화된 서브-밴드 표시를 초래하는데, 이것은 Z<sub>1</sub>[k], Z<sub>2</sub>[k], ..., Z<sub>N</sub>[k]로 표시되며, 여기서 k는 주파수 지수를 나타낸다.

[0045] 이들 N 채널로부터, 2 다운-믹스 채널, 즉 L<sub>0</sub>[k] 및 R<sub>0</sub>[k]가 생성된다. 각 다운-믹스 채널은 N 입력 신호의 선형 결합이다:

[0046] 
$$L_o[k] = \sum_{i=1}^N \alpha_i Z_i[k]$$

[0047] 
$$R_o[k] = \sum_{i=1}^N \beta_i Z_i[k]$$

[0048] 파라미터(α<sub>i</sub> 및 β<sub>i</sub>)는, L<sub>0</sub>[k] 및 R<sub>0</sub>[k]로 구성된 스테레오 신호가 우수한 스테레오 이미지를 갖도록 선택된다.

[0049] 결과적인 스테레오 신호에서, 후치-프로세서(5)는, 주로 스테레오 믹스에서 특정 채널(i)의 기여에 주된 영향을 미치는 그러한 방법으로 프로세싱을 적용할 수 있다. 처리로서, 특정한 매트릭싱 기술이 선택될 수 있다. 이것은 좌측 및 우측 매트릭스-호환 신호(L<sub>0w</sub>[k] 및 R<sub>0w</sub>[k])를 초래한다. 공간 파라미터와 함께 이것은 도 1에서 원(6)으로 도시된 디코더로 송신된다. 인코더로부터 얻어진 스테레오 신호를 처리하는 디바이스는 후치-프로세서(5)를 포함한다. 본 발명에 따른 인코더 장치는 인코더(2) 및 후치-프로세서(5)를 포함한다.

[0050] 후치-처리된 신호(L<sub>0w</sub> 및 R<sub>0w</sub>)는 재생을 위해 종래의 스테레오 수신기(미도시)에 공급될 수 있다. 대안적으로, 후치-처리된 신호(L<sub>0w</sub> 및 R<sub>0w</sub>)는 예를 들어 돌비 프로 로직<sup>®</sup> 디코더 또는 서클 서라운드<sup>®</sup> 디코더와 같은 매트릭스 디코더(미도시)에 공급될 수 있다. 또 다른 가능성은, 후치-프로세서(5)의 처리를 복귀하기 위해 후치-처리된 신호(L<sub>0w</sub> 및 R<sub>0w</sub>)를 반전 후치-프로세서(7)에 공급하는 것이다. 결과적인 신호(L<sub>0</sub> 및 R<sub>0</sub>)는 후치-프로세서(7)에 의해 다중-채널 디코더(3)에 공급될 수 있다. 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스는 반전 후치-프로세서(7)를 포함한다. 본 발명에 따른 디코더 장치는 디코더(3) 및 반전 후치-프로세서(7)를 포함한다.

[0051] 디코더(3)에서, N 입력 채널은 다음과 같이 재구성된다:

[0052] 
$$\hat{Z}_i[k] = C_{1,z_i} L_o[k] + C_{2,z_i} R_o[k]$$

[0053] 여기서  $\hat{Z}_i[k]$ 는 Z<sub>i</sub>[k]의 추정치이다. 필터(C<sub>1,z<sub>i</sub></sub> 및 C<sub>2,z<sub>i</sub></sub>)는 시간 및 주파수-중속인 것이 바람직하고, 그

전달 함수는 송신된 인코더 정보 파라미터(P)로부터 유도된다.

[0054] 도 2는, 이러한 후치-처리 블록(5)이 매트릭스 디코딩을 가능하게 하기 위해 어떻게 구현될 수 있는지를 도시한다. 좌측 입력 신호(L<sub>0</sub>[k])는 제 1 복소 함수(g<sub>1</sub>)에 의해 변형되는데, 이것은 좌측 출력(L<sub>OW</sub>[k])에 공급되는 제 1 신호(L<sub>OWL</sub>[k])를 초래한다. 좌측 입력 신호(L<sub>0</sub>[k])는 또한 제 2 복소 함수(g<sub>2</sub>)에 의해 변형되고, 이것은 제 2 신호(R<sub>OWL</sub>[k])를 초래하며, 이것은 우측 출력(R<sub>OW</sub>[k])에 공급된다. 함수(g<sub>1</sub> 및 g<sub>2</sub>)는, 차이 신호((L<sub>OWL</sub>-R<sub>OWL</sub>)가 합 신호(L<sub>OWL</sub>+R<sub>OWL</sub>)와 같거나 더 큰 에너지를 갖도록 선택된다. 이것은, 매트릭스 디코딩에서, 합 및 차이 신호의 비율이 전면/후면 조종을 수행하는데 사용되기 때문이다. 차이 신호가 더 클수록, 더 많은 입력 신호는 후면으로 조종된다. 이로 인해, R<sub>OWL</sub>[k]는 L<sub>0</sub>[k]에서의 좌측 후면의 기여가 증가할 때 증가해야 한다. 이러한 제어 절차는 함수(g<sub>1</sub> 및 g<sub>2</sub>)에 의해 이루어지고, 이것은 공간 파라미터(P)의 양쪽 함수이다. 이러한 함수는, L<sub>0</sub>[k]에서 좌측 후면의 기여가 증가할 때 좌측 입력 채널의 처리의 양이 증가하도록 선택된다.

[0055] g<sub>2</sub>의 크기는 g<sub>1</sub>의 크기보다 더 작은 것이 바람직하다. 이것은 디코더에서 좌측/우측 후면 조종을 허용한다.

[0056] 우측 입력 신호(R<sub>0</sub>[k])는 제 4 함수(g<sub>4</sub>)에 의해 변형되는데, 이것은 우측 출력(R<sub>OWR</sub>[k])에 공급되는 제 4 신호(R<sub>OW</sub>[k])를 초래한다. 우측 입력 신호(R<sub>0</sub>[k])는 또한 제 3 함수(g<sub>3</sub>)에 의해 변형되는데, 이것은 좌측 출력(L<sub>OW</sub>[k])에 공급되는 제 3 신호(L<sub>OWR</sub>[k])를 초래한다. 함수(g<sub>3</sub> 및 g<sub>4</sub>)는, R<sub>0</sub>[k]에서 우측 후면의 기여가 증가할 때 우측 입력 채널의 처리의 양이 증가하도록, 또한 R<sub>OWR</sub>[k]로부터 L<sub>OWR</sub>을 감산하는 것이 이들을 더하는 것보다 더 큰 신호를 초래하도록 선택된다.

[0057] g<sub>3</sub>의 크기는 g<sub>4</sub>의 크기보다 더 작은 것이 바람직하다. 이것은 디코더에서 좌측/우측 후면 조종을 허용한다.

[0058] 출력은 다음 행렬 수학식에 의해 나타날 수 있다:

$$[0059] \begin{bmatrix} L_{OW} \\ R_{OW} \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} L_O \\ R_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & g_3 \\ g_2 & g_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_O \\ R_O \end{bmatrix}$$

[0060] 파라미터 다중-채널 인코더는 아래에 기재된다. 다음 수학식이 적용된다:

$$[0061] L_0[k] = L[k] + C_s[k]$$

$$[0062] R_0[k] = R[k] + C_s[k]$$

[0063] 여기서 C<sub>s</sub>[k]는 LFE 채널 및 센터 채널을 결합한 후에 초래되는 모노 신호이다. 다음 수학식은 L[k] 및 R[k]에 대해 유지된다:

$$[0064] L[k] = (c_1 c_2) \begin{pmatrix} L_f[k] \\ L_s[k] \end{pmatrix}$$

$$[0065] R[k] = (c_3 c_4) \begin{pmatrix} R_f[k] \\ R_s[k] \end{pmatrix}$$

[0066] 여기서 L<sub>f</sub>는 좌측-전면이고, L<sub>s</sub>는 좌측-서라운드이고, R<sub>f</sub>는 우측-전면이고, R<sub>s</sub>는 우측-서라운드 채널이다. 제약(c<sub>1</sub> 내지 c<sub>4</sub>)은 다운-믹스 프로세스를 제어하고, 복소-값 및/또는 시간 및 주파수-종속적일 수 있다. ITU-스타일 다운-믹스는 (c<sub>1</sub>, c<sub>3</sub>=sqrt(2); c<sub>2</sub>, c<sub>4</sub>=1)에 대해 얻어진다.

[0067] 디코더에서, 다음 재구성이 수행된다:

$$[0068] \begin{aligned} \hat{L}[k] &= \beta L_o[k] + (\gamma - 1) R_o[k] \\ \hat{R}[k] &= (\beta - 1) L_o[k] + \gamma R_o[k] \\ \hat{C}[k] &= (1 - \beta) L_o[k] + (1 - \gamma) R_o[k] \end{aligned}$$

[0069]  $\hat{L}[k]$ 는 L[k]의 추정치이고,  $\hat{R}[k]$ 은 R[k]의 추정치이고,  $\hat{C}[k]$ 는 C<sub>s</sub>[k]의 추정치이다. 파라미터(β 및 γ)는 인코더에서 결정되고 디코더로 송신되는데, 즉 인코더 정보 파라미터(P)의 서브셋이다. 더욱이, 정보 신호

(P)는 대응하는 전면 및 서라운드 채널 사이의 (상대적인) 신호 레벨을 포함할 수 있는데, 즉 각각  $L_f$ ,  $F_s$ , 및  $R_f$ ,  $R_s$  사이의 내부-채널 세기 차이(IID)를 포함할 수 있다.  $L_f$ 과  $L_s$  사이의 에너지 비율을 나타내는, IID<sub>L</sub>에 대한 편리한 표현은 다음과 같이 주어진다.

$$IID_L = \frac{\sum_k L_f[k] L_f^*[k]}{\sum_k L_s[k] L_s^*[k]}$$

[0070]

이러한 파라미터가 사용될 때, 도 2에서의 방식은 도 3의 방식으로 대체될 수 있다. 좌측 채널( $L_0[k]$ )을 처리하기 위해, 파라미터(IID<sub>L</sub> 및  $\beta$ )인, 좌측 입력 채널에서의 전면/후방 기여를 결정하는 파라미터만이 필요하다. 우측 입력 채널의 처리를 위해, 파라미터(IID<sub>R</sub> 및  $\gamma$ )가 필요하다. 함수( $g_2$ )는 함수( $g_3$ )로 대체될 수 있지만, 반대 부호를 갖는다.

[0071]

[0072]

도 4에서, 함수( $g_1$  및  $g_4$ )는 모두 2개의 병렬 함수 부분으로 분리된다. 함수( $g_1$ )는  $g_{11}$  및  $g_{12}$ 로 분리된다. 함수( $g_4$ )는  $g_{11}$  및  $-g_{12}$ 로 분리된다. 함수 부분( $g_{12}$ ) 및 함수( $g_3$ )의 출력 신호는 후면 채널의 기여이다. 함수 부분( $g_{12}$ ) 및 함수( $g_3$ )는 신호 말소를 방지하도록 하나의 출력에서 동일한 부호로, 그리고 상이한 출력에서 반대 부호로 추가될 필요가 있다.

[0073]

함수 부분( $g_{12}$ ) 및 함수( $g_3$ )는 모두  $\pm 90$ 도의 위상 시프트를 포함한다. 이것은 전면 채널 기여{함수 부분( $g_{11}$ )의 출력}의 말소를 방지한다.

[0074]

도 5는 이 블록의 상세한 설명을 제공한다. 파라미터( $w_i$ )는  $L_0[k]$  및  $R_0[k]$ 의  $w_r$ 의 처리량을 결정한다.  $w_i$ 이 0일 때,  $L_0[k]$ 은 처리되지 않고,  $w_i$ 이 1이면,  $L_0[k]$ 이 최대로 처리된다. 이와 동일한 것이  $R_0[k]$ 에 대해  $w_r$ 에 유지된다.

[0075]

다음의 일반화된 수학적 후치-처리 파라미터( $w_l$  및  $w_r$ )에 대해 유진된다:

[0076]

$$w_l = f_1(P)$$

[0077]

$$w_r = f_r(P)$$

[0078]

블록( $\Phi^{-90}$ )은 90도 위상 시프트를 수행하는 전대역 필터이다. 도 5에서 블록( $G_1$  및  $G_2$ )은 이득이다. 결과적인 출력은 다음과 같다:

[0079]

$$\begin{bmatrix} L_{ow} \\ R_{ow} \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} L_o \\ R_o \end{bmatrix} \text{ 이고, } H = \begin{bmatrix} 1 - w_l + w_l \Phi^{-90} & w_r \Phi^{-90} G_2 \\ -w_l \Phi^{-90} G_2 & 1 - w_r + w_r \Phi^{-90} \end{bmatrix}$$

[0080]

여기서

[0081]

$$G_1 = f_1(w_l, w_r)$$

[0082]

$$G_2 = f_2(w_l, w_r)$$

[0083]

그러므로, 함수( $g_1, \dots, g_4$ )는 더 특정한 함수로 대체된다:

[0084]

$$g_1 = 1 - w_l + w_l \Phi^{-90}$$

[0085]

$$g_2 = -w_l \Phi^{-90} G_1$$

[0086]

$$g_3 = w_r \Phi^{-90} G_2$$

[0087]

$$g_4 = 1 - w_r + w_r \Phi^{-90}$$

[0088] 행렬 H의 역행렬은 (만약  $\det(H) \neq 0$ 이면)에 의해 주어진다:

$$H^{-1} = \frac{1}{1-w_l-w_r+w_lw_r+(w_l-w_r)\Phi^{-90}+(G_1G_2-1)w_lw_r\Phi^{-180}} \begin{bmatrix} 1-w_r-w_r\Phi^{-90}-w_r\Phi^{-90}G_2 & \\ & w_l\Phi^{-90}G_1 \quad 1-w_l+w_l\Phi^{-90} \end{bmatrix}$$

[0089]

[0090] 따라서, 행렬 H에서 적합한 함수의 이용은 매트릭싱 프로세스가 반전되도록 한다.

[0091] 반전은 추가 정보를 송신할 필요 없이 디코더에서 이루어질 수 있는데, 이것은 파라미터( $w_l$  및  $w_r$ )가 송신된 파라미터로부터 계산될 수 있기 때문이다. 따라서, 다중-채널 믹스의 파라미터 디코딩에 필요한 원래 스테레오 신호가 다시 이용가능할 것이다.

[0092] 더 나은 결과는, 이득( $G_1$  및  $G_2$ )이 서라운드 채널 사이의 내부-채널 세기 차이(IID)의 함수인 경우에 달성될 수 있다. 이 경우에, 이 IID는 또한 디코더로 송신되어야 한다.

[0093] 전술한 파라미터 설명이 주어지면, 다음 함수는 후치-처리 동작에 사용된다:

[0094]  $w_l=f_1(\alpha_l)f_2(\beta)$

[0095]  $w_r=f_3(\alpha_r)f_4(\gamma)$

[0096] 여기서  $f_1 \dots f_4$ 는 임의의 함수일 수 있다. 예를 들어:

[0097]  $f_1(IID)=f_3(IID)=\frac{IID}{1+IID}$

[0098]  $f_2(\beta)=f_4(\beta)=\begin{cases} 0.5 < \beta < 1 \text{ 이면 } 2\beta - 1 \\ \beta \geq 1 \text{ 이면 } 1 \\ \beta \leq 0.5 \text{ 이면 } 0 \end{cases}$

[0099] 전대역 필터( $\Phi^{-90}$ )는 복소 연산자( $j$ )( $j^2=-1$ )로 (복소-값을 갖는) 주파수 영역에서 곱셈을 수행함으로써 효과적으로 실현될 수 있다. 이득( $G_1$  및  $G_2$ )에 대해,  $w_l$ ,  $w_r$ 의 함수는 서라운드 채널에서 이루어진 바와 같이 취해질 수 있지만, 상수는 값( $1/\sqrt{2}$ )에 적합하다. 이것은 다음 행렬에서 초래된다:

[0100]  $H = \begin{pmatrix} 1-w_l+w_lj & \frac{1}{2}\sqrt{2w_lj} \\ -\frac{1}{2}\sqrt{2w_lj} & 1-w_r-w_rj \end{pmatrix}$

[0101] 이러한 행렬의 행렬식은 다음과 같다:

[0102]  $\det(H) = (1-w_l-w_r + \frac{3}{2}w_lw_r) + j(w_l-w_r)$

[0103] 이러한 행렬식의 허수부는  $w_l=w_r$ 일 때 0이 될 것이다. 이 경우에, 다음은 다음 행렬식에 대해 유지된다:

[0104]  $\det(H) = 1 - 2w_l + \frac{3}{2}w_l^2$

[0105] 이 함수는  $w_l=2/3$ 에 대해  $\det(H)=1/3$ 의 최소값을 갖는다.

[0106] 그 결과, 또한  $w_l=w_r$ 에 대해, 이 행렬은 역행렬이 가능하다. 따라서, 이득( $G_1=G_2=1/\sqrt{2}$ )에 대해, 행렬 H는 값( $w_l$  및  $w_r$ )에 독립적으로 항상 역행렬이 가능하다.

[0107] 도 6은 반전 후치-프로세서(7)의 실시예의 블록도이다. 후치-처리와 같이, 본 발명은 각 주파수 대역에 대해 행렬 곱셈에 의해 이루어진다:

[0108]  $\begin{bmatrix} L_o \\ R_o \end{bmatrix} = H^{-1} \begin{bmatrix} L_{ow} \\ R_{ow} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & k_3 \\ k_2 & k_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ow} \\ R_{ow} \end{bmatrix}$  이고

$$k_1 = \frac{1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_4$$

$$k_2 = \frac{-1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_2$$

$$k_3 = \frac{-1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_3$$

$$k_4 = \frac{1}{g_1 g_4 - g_2 g_3} g_1 \text{이다.}$$

[0109]

[0110]

따라서, 함수( $g_1 \dots g_4$ )가 디코더에서 결정될 수 있을 때, 함수( $k_1 \dots k_4$ )가 결정될 수 있다. 함수( $k_1 \dots k_4$ )는 함수( $g_1 \dots g_4$ )와 같이 파라미터 세트(P)의 함수이다. 그러므로, 역전을 위해, 함수( $g_1 \dots g_4$ ) 및 파라미터 세트(P)는 알려질 필요가 있다.

[0111]

행렬 H는 행렬 H의 행렬식이 0이 아닐 때 역행렬이 가능한데, 즉:

[0112]

$$\det(H) = g_1 g_4 - g_2 g_3 \neq 0$$

[0113]

이것은 함수( $g_1 \dots g_4$ )의 적절한 선택에 의해 달성될 수 있다.

[0114]

본 발명의 다른 응용은 디코더 측에서만 스테레오 신호에 대한 후치-처리 동작을 수행하는 것이다(즉 인코더 측에서 후치-처리 없이). 이러한 접근법을 이용하여, 디코더는 개선되지 않은 스테레오 신호로부터 개선된 스테레오 신호를 생성할 수 있다. 디코더 측 상의 이러한 후치-처리 동작은, 인코더에서 다중 채널 입력 신호가 단일(모노) 신호 및 연관된 공간 파라미터로 디코딩되는 상황에서 더 정교해질 수 있다. 디코더에서, 모노 신호는 먼저 스테레오 신호(공간 파라미터를 이용하여)로 변환될 수 있고, 그 후에 이러한 스테레오 신호는 진술한 바와 같이 후치-처리될 수 있다. 대안적으로, 모노 신호는 다중 채널 디코더에 의해 직접 디코딩될 수 있다.

[0115]

"포함하는" 및 그 활용어의 용어가 다른 요소 또는 단계를 배제하지 않고, 단순 요소의 이용은 복수의 요소 또는 단계를 배제하지 않다는 것이 주지된다. 더욱이, 청구항에서의 참조 번호는 청구 범위를 한정하는 것으로 해석되지 않는다.

[0116]

본 발명은 특정 실시예를 참조하여 설명된다. 그러나, 본 발명은 설명된 다양한 실시예에 한정되지 않지만, 본 명세서를 읽는 당업자에게 명백한 바와 같이 상이한 방식으로 보정되고 결합될 수 있다.

### 산업상 이용 가능성

[0117]

상술한 바와 같이, 본 발명은, 매트릭싱 기술로 파라미터 다중-채널 오디오 코딩의 결합을 허용하는 방법에 관한 것으로, 전체 품질 다중-채널 재구성이 이용가능한 디코더와 독립적으로 실현될 수 있는 것 등에 이용된다.

### 도면의 간단한 설명

[0033]

도 1은 본 발명에 따라 후-처리 및 반전 후-처리를 포함하는 인코더/디코더 오디오 시스템의 블록도.

[0034]

도 2는 본 발명에 따라 스테레오 신호를 처리하는 디바이스의 실시예를 도시한 블록도.

[0035]

도 3은 본 발명의 추가 세부사항을 도시한, 도 2와 유사한 상세한 블록도.

[0036]

도 4는 본 발명의 추가 세부사항을 도시한, 도 3과 유사한 상세한 블록도.

[0037]

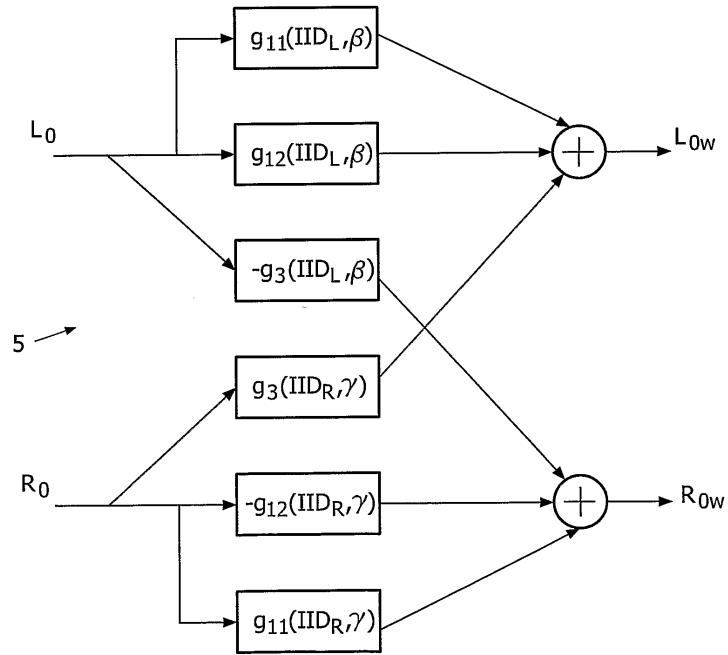
도 5는 본 발명의 추가 세부사항을 도시한, 도 3과 유사한 상세한 블록도.

[0038]

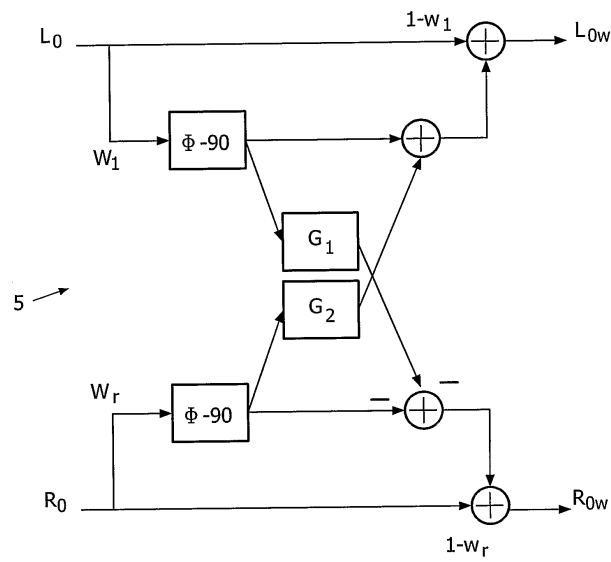
도 6은 본 발명에 따라 스테레오 다운-믹스 신호를 처리하는 디바이스의 실시예를 도시한 블록도.



도면4



도면5



도면6

