(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.[6]
H03M 7/30
G10L 9/16
G11B 20/10
H04S 1/00

(45) 공고일자 2002년11월18일
(11) 등록번호 10-0339325
(24) 등록일자 2002년05월22일

(21) 출원번호	10-1995-0703186	(65) 공개번호	특1996-0700571
(22) 출원일자	1995년07월28일	(43) 공개일자	1996년01월20일
번역문제출일자	1995년07월28일		
(86) 국제출원번호	PCT/JP1994/02005	(87) 국제공개번호	WO 1995/15032
(86) 국제출원일자	1994년11월29일	(87) 국제공개일자	1995년06월01일
(81) 지정국	국내특허 : 대한민국 미국 EP 유럽특허 : 오스트리아 벨기에 스위스 리히텐슈타인 사이프러스 독일 덴마크 스페인 핀랜드 프랑스 영국 그리스 아일랜드 이탈리아 룩셈부르크 모나코 네덜란드 포르투칼 스웨덴		

(30) 우선권주장 93-298304 1993년11월29일 일본(JP)

(73) 특허권자 소니 가부시끼 가이샤
일본국 도쿄도 시나가와쿠 키타시나가와 6쵸메 7반 35고
(72) 발명자 미쯔노마고도
일본141도오꾜도시나가와꾸기다시나가와6죠메7반35고소니가부시끼가이샤나이
(74) 대리인 이병호

심사관 : 퇴-서천석

(54) 신호처리방법,정보압축용장치,압축정보신장장치,압축정보기록/전송장치

명세서

기술분야

<1> 본 발명은 디지탈 오디오 신호를 비트 압축하는 정보 압축 방법 및 장치, 압축 정보 신장 방법 및 장치, 압축 정보를 기록 또는 전송하는 압축 정보 기록/전송 장치, 압축 정보가 기록된 기록 매체, 기록 매체로부터 압축 정보를 재생하는 압축 정보 재생 장치 및, 압축 정보 수신 장치에 관한 것으로, 특히 입력 신호의 시간축 상의 파형의 진폭 변화에 따라, 그 처리 블럭의 시간적 크기를 변화시키도록 한 것에 관한 것이다.

배경기술

<2> 본 출원인은 먼저, 입력된 디지탈 오디오 신호를 비트 압축하고, 소정의 데이타량을 기록 단위로 하여 기록 매체에 버스트적(burst-like)으로 기록하도록 한 기술을, 예를 들어 미국 특허 번호 제 5,243,588 호의 명세서 및 도면 등에서 제안하고 있다.

<3> 상기 기술은 기록 매체로서 광자기디스크를 사용하고, 소위 CD-I(CD-interactive)나 CD-ROM XA의 오디오 데이타 포맷에 규정되어 있는 AD(적응차분)PCM 오디오 데이타를 광자기디스크에 기록하고, 또한 광자기디스크에서 ADPCM 오디오 데이타를 재생하는 것으로, 상기 ADPCM 오디오 데이타의 예를 들어 32 섹터분과 인터리브 처리를 위한 링킹용의 수 섹터를 기록 단위로 하여 ADPCM 오디오 데이타를 광자기디스크에 버스트적으로 기록하도록 되어 있다.

<4> 상기 광자기디스크를 이용한 기록 재생 장치에 있어서의 ADPCM 오디오 데이타에는 몇 개의 모드가 선택 가능하게 되어 있고, 예를 들어 통상 CD(컴팩트 디스크) 재생 시간과 비교하여, 2배의 압축율로 샘플링 주파수가 37.8kHz의 레벨 A, 4배의 압축율에서 샘플링 주파수가 37.8kHz의 레벨 B, 8배의 압축율에서 샘플링 주파수가 18.9kHz의 레벨 C가 규정되어 있다. 즉, 예를 들어 상기 레벨 B의 경우에는 디지탈 오디오 데이타가 대략 1/4로 압축되고, 상기 레벨 B 의 모드로 기록된 디스크의 재생 시간(play time)은 표준적인 CD 포맷(CD-DA 포맷)의 경우의 4배로 되어 있다. 이것은 보다 소형의 디스크로 표준 12cm의 디스크와 같은 정도의 기록 재생 시간을 얻게되므로, 장치의 소형화를 도모할 수 있게 된다.

<5> 그런데, 상기 기록 재생 장치에 있어서의 디스크의 회전 속도는 표준적인 CD와 같기 때문에, 예를 들어 상기 레벨 B의 경우, 소정 시간당 그의 4배의 재생 시간 분의 압축 데이타를 얻게 된다. 이 때문에, 예를 들어 섹터나 클러스터 등의 시간 단위로 같은 압축 데이타를 중복하여 4회 판독하도록 하고, 그 중 1회분의 압축 데이타만을 오디오의 재생으로 회전되도록 하고 있다, 구체적으로는 나선(spiral)형의 기록 트랙을 주사(트랙킹)할 시에, 1회전마다 원래의 트랙킹 위치로 복귀하도록 하는 트랙킹 점프를 행하고, 같은 트랙을 4회씩 반복하여 트랙킹하도록 하는 형태로 재생 동작을 진행하게 된다. 이것은 예를 들어, 4회의 중복 판독 중, 적어도 1회만 정상적인 압축 데이타를 얻으면 무방하게 되고, 외란

(disturbance) 등에 의한 에러에 강하고, 특히 휴대용 소형 기기에 적용하기에 바람직한 것이다.

<6> 또한, 반도체 메모리를 기록 매체로서 이용하는 것이 고려되고 있다. 구체적으로, 소위 IC 카드를 이용하여 오디오 신호를 기록 재생하는 것이 고려되고, 상기 IC 카드에 대해, 비트 압축 처리된 압축 데이타를 기록하고, 재생한다. 또한, 압축 효율을 또한 높히기 때문에, 추가의 비트 압축이 행해지는 것이 바람직하다.

<7> 이와 같은 반도체 메모리를 이용한 IC 카드 등은 반도체 기술의 진보에 따른 기록 용량의 증대나 저가격화가 실현되어가고 있지만, 시장에 공급되기 시작한 초기 단계에서는 용량이 부족하고, 또한 고가이다. 따라서, 예를 들어, 상기 광자기디스크 등과 같은 것 외에 값싸고 대용량의 기록 매체로부터 IC 카드 등에 용량을 전송하여 자주 바꿔가며 사용하는 것이 충분히 고려되고 있다. 구체적으로는, 예를 들어 상기 광자기디스크에 수록되어 있는 복수의 곡 중에서 원하는 곡을 IC 카드에 더빙하도록 하고, 불필요하면 다른 곡으로 바꾸어 넣는다. 이같이 하여 IC 카드의 내용 바꾸기를 빈번히 행함으로써, 적은 소유의 IC 카드를 여러 종류의 곡을 옥외에서 즐길 수 있다.

<8> 또한, 본건 출원인은 미국 특허번호 제 5,197,087 호에서 입력 신호의 큰 진폭 변화에 적응하여 압축 처리에 있어서의 처리 블럭을 가변하는 것으로, 시간적 분해능 및 음답성을 개선하는 기술을 개시하고 있다.

<9> 상기 기술은 시간 분해능과 주파수 분해능의 양 특성을 입력 신호의 성질에 따라 변화시킴으로써, 입력 신호로의 적응성을 높히고, 청감상의 양질의 음질을 얻는 것이다. 고능률 압축법 중에서 직교 변환을 이용하는 소위, 트랜스폼 코딩(transform coding)에서는 상기 기술은 진폭 변화가 심한 신호가 입력된 경우에 생기는 프리 에코(pre-echo)에 대해 특히 유효한 방법이다. 여기서 기술되어 있는 프리 에코와는 직교 변환 단위인 블럭(이하, 직교 변환 블럭이라 함) 중에 큰 진폭 변화가 생긴 상태에서 압축, 신장을 행한 경우, 그 직교 변환 블럭 내에 시간적으로 균일한 양자화 노이즈가 발생하고, 원신호의 진폭이 적은 부분에 있어서 양자화 노이즈가 청감상 문제가 되는 현상이다.

<10> 그런데, 상술한 트랜스폼 코딩에 있어서는 그의 직교 변환의 성질에서, 직교변환 블럭의 시간적 길이를 길게 하면 시간 분해능이 저하하고, 짧게 하면 주파수 분해능이 저하해 버린다, 예를 들어, 동일 신호를 다른 길이의 직교 변환 블럭에서 직교 변환을 행한 경우, 얻어진 스펙트럼 또는 직교 변환 계수의 상태는 크게 달라진다. 당연히, 그 차이는 압축, 신장된 신호에도 반영된다. 예를 들어, 그 채널의 스테레오 음악 신호가 입력된다고 가정한 경우, 일반적으로 각 채널의 직교 변환 블럭의 길이는 독립하여 설정되지만, 양 채널간의 상관이 있는 정도의 높이에도 불구하고, 한쪽 채널의 직교 변환 블럭의 길이를 짧게, 다른 한쪽의 채널을 길게 해버리는 일이 있다. 이 경우, 채널간에 있어서 스펙트럼 또는 직교 변환 계수의 상태에 큰 차이가 생기고, 결과적으로 채널간의 음질 차가 현저해진다. 이것은 신장된 음악 신호의 음상 정위감이 불명료해지는 등의 원인이 되고, 음질의 열화를 일으킨다.

<11> 발명의 개시

<12> 본 발명은 상술된 실정을 감안하여 이루어진 것으로, 본 발명의 목적은 실제의 복잡한 입력 신호에 대해, 보다 양호하게 적응한 직교 변환 블럭 사이즈를 결정할 수 있는 방법을 제공하고, 또한, 저비트율에 있어서의 음질 열화 방지, 및 동일 비트율에 있어서의 음질의 향상을 도모하는 것이다.

<13> 본 발명은 상술한 목적을 달성하기 위해, 제안된 것으로, 본 발명의 정보 압축 방법은 적어도 2 개의 채널의 각 입력 신호를 각 채널의 입력 신호에 적응하여 가변한 길이의 처리 블럭으로 분할하고, 상기 처리 블럭 단위로 정보 압축을 행하는 정보 압축 방법이고, 동시각에 있어서의 각 채널의 상기 처리 블럭의 길이를 동일의 것으로 하는 것을 특징으로 한 것이다.

<14> 또한, 본 발명의 정보 압축 장치는 적어도 2 개의 채널의 각 입력 신호를 분할할 때에, 각 채널의 입력 신호에 적응하여 처리 블럭의 길이를 가변하는 동시에 동시각에 있어서의 각 채널의 상기 처리 블럭의 길이에 관해서는 동일로 하는 블럭 분할 수단과, 상기 처리 블럭 단위의 신호에 대해 소정의 정보 압축 처리를 실시하는 정보 압축 수단을 갖는 것을 특징으로 한다.

<15> 여기서, 본 발명의 정보 압축 방법 및 장치에서는 하기와 같이 구성된다. 즉, 전체 채널 중 적어도 2 개의 채널의 처리 블럭의 길이는 동일의 것으로 하고 있다. 또한, 본 발명의 정보 압축 방법 및 장치에서는 적어도 2 개의 채널간의 신호의 상관 관계를 조사하고, 상기 상관 관계가 높다고 판단되었을 때에만, 대응하는 각 채널상의 상기 처리 블럭의 길이를 동일의 것으로 한다. 상기 상관 관계는 상기 처리 블럭의 입력 신호의 변화 및 또는 다른 처리 블럭의 입력 신호의 변화 및/또는 파워 또는 에너지 또는 피크 정보에 기초하여, 또는 상기 처리 블럭과 동 시각의 관계에 있는 각 처리 블럭의 입력 신호의 변화 및/또는 다른 처리 블럭의 입력 신호의 변화 및/또는 파워 또는 에너지 또는 피크 정보에 기초하여, 또는 상기 처리 블럭과 상기 처리 블럭에 인접하는 적어도 1개의 처리 블럭의 입력 신호의 변화 및/또는 파워는 에너지 또는 피크 정보에 기초하여, 또는 채널간의 상관계수를 이용하여 조사한다. 또한, 상관 계수는 각 채널의 상기 처리 블럭 및/또는 처리 블럭의 입력 신호의 변화 및/또는 파워 또는 에너지 또는 피크 정보에 기초하여, 또는 각 채널의 상기 처리 블럭 및/또는 처리 블럭의 입력 신호의 변화 및/또는 파워 또는 에너지 또는/피크 정보에 각 채널간의 차분치에 기초하여 조사한다. 더욱이, 본 발명의 정보 압축 방법 및 장치는 입력 신호에 따른 소정의 마스킹 효과의 정도를 산출하고, 각 채널의 처리 블럭의 길이를 결정한다. 상기 마스킹 효과의 정도는 상기 처리 블럭 및/또는 다른 처리 블럭의 입력 신호의 변화, 및/또는 파워 또는 에너지 또는 피크 정보에 기초하여 산출하거나, 상기 처리 블럭에 인접하는 처리 블럭의 입력 신호의 변화, 및/또는 파워 또는 에너지 또는 피크 정보에 기초하여 산출하거나, 또는 상기 처리 블럭과 동시각의 관계에 있는 처리 블럭의 입력 신호의 변화, 및/또는 파워 또는 에너지 또는 피크 정보에 기초하여 산출한다. 또한, 본 발명의 정보 압축 방법 및 장치에서는 상기 처리 블럭의 길이를 결정하는 요소의 결정에 관여하는 비율을, 고정 또는 입력 신호에 적응한 비율로 이용하고, 상기 처리 블럭의 길이를 결정하는 요소의 결정에 관여하는 비율을 주파수에 따라 가변으로 하도록 하고 있다. 또한, 본 발명의 정보 압축 방법 및 장치에서는 시간축 신호에서 주파수축 상의 복수의 대역으로의 분할에 직교 변환을 이용하는 것, 및 직교 변환 사이즈의 가변과 함께 직교 변환 시에 이용하는 상관수의 형상도 변화시키도록 하고 있다. 상기 시간축 신호로부터 주파수축 상의 복수의 대역으로의 분할에 즈음하여, 먼저 복수의 대

역으로 분할하고, 분할된 대역마다 복수의 샘플로 구성되는 블럭을 형성하고, 각 대역의 블럭마다 직교 변환을 행하고, 계수 데이타를 얻는다. 또한, 이때, 직교 변환전의 시간축 신호로부터 주파수축 상의 복수의 대역으로의 분할에 있어서의 분할 주파수 폭은 대략 고역 정도로 넓게 하고, 최저역의 연속하는 2 대역에서 동일한 것으로 한다. 그 외, 본 발명의 정보 압축 방법 및 장치에서는 대략 신호 통과대역 이상의 대역의 신호 성분에 압축 부호의 메인 정보 및/또는 서브 정보의 할당을 금지한다. 또한, 상기 처리 블럭의 입력 신호의 변화를 이용하여 처리 블럭의 시간적 길이를 결정할 즈음에는 경계치가 입력 신호의 진폭, 주파수에 따라 가변으로 한다.

<16> 또한, 본 발명의 압축 정보 신장 방법은 상기 본 발명의 정보 압축 방법 또는 정보 압축 장치에 의해 압축된 정보를 신장하는 것이다. 여기서, 정보 압축시에 직교 변환이 행해진 경우에는 본 발명의 압축 정보 신장 방법에 있어서, 주파수축 상의 복수 대역에서 시간축 상 신호로의 변환에 역직교 변환을 이용하고, 주파수축 상의 복수대역으로부터 시간축 신호로의 변환 시에는 각 대역의 블럭마다 역직교 변환을 이용하고, 각 역직교 변환 출력을 합성하여 시간축 상 합성 신호를 얻도록 한다. 또한, 역직교 변환 후의 주파수축 상의 복수의 대역으로부터 시간축 신호로의 합성에 있어서의 복수의 대역으로부터의 합성 주파수 폭을 대략 고역 정도로 넓게 하고, 상기 합성 주파수 폭을 최저역의 연속한 2 대역에서 동일로 한다.

<17> 또한, 본 발명의 압축 정보 신장 방법은 적어도 2 개 채널의 입력 신호에 적응하여 처리 블럭의 길이를 가변하는 동시에, 동시각의 각 채널에서는 동일 길이로 된 처리 블럭 단위에서, 소정의 압축 처리가 실시된 각 채널의 압축 정보를 신장하는 압축 정보 신장 장치에 있어서, 상기 각 채널에서 소정의 압축 처리에 대응하는 신장 처리를 행하는 신장 처리 수단과, 상기 신장 처리 수단으로부터의 가변 길이의 처리 블럭을 각 채널에서 합성하는 수단을 갖는 것이다. 또한, 본 발명의 압축 정보 신장 방법 및 장치는 상술한 본 발명의 정보 압축 방법 또는 정보 압축 장치에 의해 압축된 압축 정보를 신장하는 것이다.

<18> 바꾸어 말하면, 본 발명의 정보 압축 방법 및 장치, 압축 정보 신장 방법 및 장치(고능률 부호화 수법 및 압축 또는 신장 장치)는 입력 신호의 진폭 변화에 적응하여, 압축 과정의 직교 변환 블럭의 시간적인 크기를 가변으로 하는 것을 특징으로 하는 것으로, 상기 블럭의 주파수 대역의 시간축 상의 신호의 진폭 변화 및/또는 다른 주파수 대역의 에너지 또는 파워에 더하여, 다른 채널의 주파수 대역의 에너지 또는 파워를 기초로 상기 직교 변환 블럭의 시간적 사이즈를 결정함으로써, 채널간에 있어서 신호의 상관이 높은 경우에는 상기 직교 변환 블럭에 대한 마스킹 효과를 산출하고, 마스킹 효과를 얻게되는 경우에는 각 채널 모두의 직교 변환 블럭 사이즈를 시간적으로 길게 또한 동일한 길이로, 마스킹 효과를 얻을 수 없는 경우에는 각 채널 전부의 직교 변환 블럭 사이즈를 시간적으로 짧게 또한 동일 길이로 함으로써, 상술한 과제를 해결한다.

<19> 또한, 본 발명의 압축 정보 기록/전송 장치는 적어도 2 개의 채널의 각 입력 신호를 처리 블럭으로 분할할 시에, 각 채널의 입력 신호에 적응하여 처리 블럭의 길이를 가변하는 동시에 동시각에 있어서의 각 채널의 상기 처리 블럭의 길이에 관해서는 동일로 하는 블럭 분할 수단과, 상기 처리 블럭 단위의 신호에 대해 소정의 정보 압축 처리를 실시하는 정보 압축 수단과, 상기 정보 압축 수단에 의한 압축 정보를 기록 매체에 기록 또는 전송 매체에 전송하는 기록/전송 수단을 갖는 것을 특징으로 하는 것으로, 본 발명의 정보 압축 방법 및 장치에 의해 압축된 압축 정보를 기록 매체에 기록 또는 전송 매체에 전송하는 것이다.

<20> 또한, 본 발명의 기록 매체는 적어도 2 개의 채널의 처리 블럭은, 입력 신호에 적응하여 상기 처리 블럭의 길이를 가변하는 동시에 대응하는 각 채널에서는 동일한 길이로 된 처리 블럭 단위로, 소정의 압축 처리가 실시된 각 채널의 압축 정보를 기록하여 이루어진 것을 특징으로 하는 동시에, 상술한 본 발명의 정보 압축 방법 또는 정보 압축 장치에 의해 압축된 압축 정보를 기록하여 이루어진 것이다.

<21> 또한, 본 발명의 압축 정보 재생 장치는 본 발명의 압축 정보 기록 장치에 의해 압축 정보가 기록된 기록 매체로부터 상기 압축 정보를 신장하는 동시에 재생하는 것으로, 본 발명의 압축 정보 수신 장치는 본 발명의 압축 정보 전송 장치로부터 전송된 압축 정보를 수신하여 신장하는 동시에 재생하는 것이다.

<22> 그리고, 본 발명에 의하면, 입력 신호의 급격한 진폭 변화에 대해, 직교변환 블럭의 시간적 사이즈 및 윈도우 형태를 변화시킬 시에, 채널간에 있어서 어느 정도 상관이 높다고 판단한 경우에는 각 채널의 직교 변환 블럭의 시간적 길이를 동일한 것으로 함으로써, 채널간에 있어서의 음질 차의 발생을 억제하고, 음상 정위감 등을 향상시키고, 양호한 음질을 얻도록 하고 있다.

<23> 따라서, 동일의 비트율에서, 보다 양호한 음질을 얻을 수 있게 된다. 또한 동질의 음질을 얻기 때문에, 보다 낮은 비트율로 실시 가능하게 된다.

도면의 간단한 설명

<24> 제 1 도는 본 발명을 적용한 압축 데이타 기록 재생 장치의 구체적인 구성을 도시한 블럭 회로도.

<25> 제 2 도는 본 발명을 적용한 고능률 압축 부호화 장치의 구체적인 구성을 도시한 블럭 회로도.

<26> 제 3A 도 내지 제 3D 도는 비트 압축시의 직교 변환 블럭의 구조를 나타내는 도면.

<27> 제 4 도는 직교 변환 블럭 사이즈 결정 회로의 구성예를 도시한 블럭 회로도.

<28> 제 5A 도 내지 5C 도는 시간적으로 인접하는 직교 변환 블럭의 시간적 길이의 변화와 직교 변환시에 이용하는 윈도우 형상의 관계를 도시한 도면.

<29> 제 6 도는 직교 변환 시에 이용하는 윈도우 형상의 상세한 예를 도시한 도면.

<30> 제 7A 도 내지 제 7B 도는 블럭 결정 회로에 있어서의 프리 에코의 마스킹 효과에 관해 설명하기

위한 도면.

<31> 제 8A 도 내지 제 8B 도는 블럭 결정 회로에 있어서의 직교 변환 블럭 사이즈의 판정과 채널간의 상관 관계에 관해 설명하기 위한 도면.

<32> 제 9 도는 비트 배분 산출 회로의 구체적인 구성을 도시한 블럭 회로도.

<33> 제 10 도는 각 임계 대역 및 블럭 플로팅을 고려하여 분할된 대역의 스펙트럼을 도시한 도면.

<34> 제 11 도는 마스킹 스펙트럼을 도시한 도면.

<35> 제 12 도는 최소 가청 커브, 마스킹 스펙트럼을 합성한 도면이다.

<36> 발명을 실시하기 위한 양호한 형태

<37> 이하, 본 발명의 일 실시예에 관해 도면을 참조하여 설명한다.

<38> 먼저, 제 1 도는 본 발명에 따른 정보 압축 방법 및 장치, 압축 정보 신장 방법 및 장치를 적용한 압축 데이타 기록 재생 장치의 일 실시예의 구성을 도시한 블럭 회로도이다.

<39> 제 1 도에 도시한 압축 데이타 기록 재생 장치에서는 기록 매체로서, 스핀들 모터(51)에 의해 회전 구동되는 광자기디스크(1)가 이용된다. 그리고, 상기 압축 데이타 기록 재생 장치에서는 광자기디스크(1)에 대한 데이타의 기록 시에는 예를 들어, 광학 헤드(53)에 의해 레이저광을 조사한 형태에서 기록 데이타에 따른 변조 0자계를 자기헤드(54)에 의해 인가하고, 소위 자계 변조 기록애 의해, 광자기디스크(1)의 기록 트랙에 따라 데이타를 기록하도록 되어 있다. 또한, 상기 압축 데이타 기록 재생 장치에서는 데이타의 재생 시에는 광자기디스크(1)의 기록 트랙을 광학 헤드(53)에 의해 레이저광으로 트레이스(trace)하여, 데이타를 자기 광학적으로 재생하도록 되어 있다.

<40> 구체적으로는 광학 헤드(53)는 예를 들어, 레이저 다이오드 등의 레이저광원, 콜리메이터 렌즈, 대물 렌즈, 편광빔 스플리터, 원통형(cylindrical) 렌즈 등의 광학 부품 및 소정 패턴의 수광부를 갖는 광검출기(photo detector) 등으로 구성되어 있다. 상기 광학 헤드(53)는 광자기디스크(1)를 거쳐서 상기 자기 헤드(54)와 대향하는 위치에 설치되어 있다. 광자기디스크(1)에 데이타를 기록했을 때에는, 후술하는 기록계의 헤드 구동 회로(66)에 의해 자기 헤드 (54)를 구동하여 기록 데이타에 따른 변조 자계를 광자기디스크(1)에 인가하는 동시에, 광학 헤드(53)에 의해 광자기디스크(1)의 목적 트랙에 레이저광을 조사함으로써 즉, 자계 변조 방식에 따라 열자기 기록을 행한다. 또한, 상기 광학 헤드(53)는 목적 트랙에 조사한 레이저광의 반사광을 검출하고, 예를 들어, 소위 비점수차 법에 의해 트랙킹 에러를 검출한다. 또한, 광학 헤드(53)는 광자기디스크(1)에서 데이타를 재생할 때, 상기 포커스 에러나 트랙킹 에러를 검출하는 동시에, 레이저광의 목적 트랙에서의 반사광의 편광각(카 회전각; Kerr rotation angle)의 차이를 검출하여 재생 신호를 생성한다.

<41> 광학 헤드(53)의 출력은 RF 회로(55)에 공급된다. 이 RF 회로(55)는 광학 헤드(53)의 출력으로부터 상기 포커스 에러 신호나 트랙킹 에러 신호를 추출하여 서보 제어 회로(56)에 공급하는 동시에, 재생 신호를 2 치화하여 후술하는 재생계의 디코더(71)에 공급한다.

<42> 서보 제어 회로(56)는 예를 들어 포커스 서보 제어 회로, 트랙킹 서보 제어 회로, 스핀들 모터 서보 제어 회로, 스레드(thread) 서보 제어 회로 등으로 구성된다. 상기 포커스 서보 제어 회로는 상기 포커스 에러 신호가 제로로 되도록, 광학 헤드(53)의 광학계의 포커스 제어를 행한다 또한, 상기 트랙킹 서보 제어 회로는 장기 트랙킹 에러 신호가 제로로 되도록 광학 헤드(53)의 광학계의 트랙킹 제어를 행한다. 또한, 상기 스핀들 모터 서보 제어 회로는 광자기디스크(1)를 소정의 회전 속도(예를 들어, 일정 선속도(constant linear velocity))로 회전 구동하도록 스핀들 모터(51)를 제어한다. 또한, 상기 스레드 서보 제어 회로는 시스템 콘트롤러(57)에 의해 지정되는 광자기디스크(1)의 목적 트랙 위치에 광학 헤드(53) 및 자기 헤드(54)를 이동시킨다. 이와 같은 각종 제어 동작을 행하는 서보 제어 회로(56)는 상기 서보 제어 회로(56)에 의해 제어되는 각부의 동작 상태를 나타내는 정보를 시스템 콘트롤러(57)에 보낸다.

<43> 시스템 콘트롤러(57)에는 키 입력 조작부(58)나 표시부(59)가 접속되어 있다. 상기 시스템 콘트롤러(57)는 키 입력 조작부(58)에 의한 조작 입력 정보에 의해 지정되는 동작 모드로 기록계 및 재생계의 제어를 행한다. 또한 시스템 콘트롤러(57)는 광자기디스크(1)의 기록 트랙으로부터 소위, 헤더 타임이나 서브코드의 Q 데이타 등으로 하여 재생되는 섹터 단위의 어드레스 정보에 기초하여, 광학 헤드(53) 및 자기 헤드(54)가 트레이스하고 있는 상기 기록 트랙상의 기록 위치나 재생 위치를 관리한다. 또한, 시스템 콘트롤러(57)는 데이타 압축율과 상기 기록 트랙상의 재생 위치 정보에 기초하여 표시부(59)에 재생 시간을 표시하는 제어를 행한다.

<44> 상기 재생 시간 표시는, 광자기디스크(1)의 기록 트랙으로부터 헤더 타임이나 서브 코드의 Q 데이터 등으로 하여 재생되는 섹터 한위의 어드레스 정보(절대 시간 정보)에 대해, 데이타 압축율의 역수(예를 들어, 1/4 압축일 때에는 4)를 승산함에 의해, 실제 시간 정보를 구하고, 이것을 표시부(59)에 표시시키는 것이다. 또한, 상기 기록 시에 있어서도, 예를 들어 광자기디스크 등의 기록 트랙에 미리 절대시간 정보가 기록되어 있는(프리 포맷되어 있는; pre-formatted) 경우에, 상기 프리 포맷된 절대시간 정보를 판독하여 데이타 압축율의 역수를 승산함으로써, 현재 위치를 실제의 기록 시간으로 표시하는 것도 가능하다.

<45> 다음에, 상기 압축 데이타 기록 재생 장치의 기록계에 관해 설명한다.

<46> 입력 단자(60)에서의 아날로그 오디오 입력 신호 AIN이 로우 패스 필터(low pass filter)(61)를 거쳐서 A/D 변환기(62)에 공급되고, 상기 A/D 변환기(62)는 상기 아날로그 오디오 입력 신호 AIN를 양자화, 즉 예를 들어, 16 비트의 디지탈 오디오 신호로 변환한다. A/D 변환기(62)에서의 디지탈 오디오 신호는 ATC(Adaptive Transform Coding) 엔코더(63)에 공급된다.

<47> 또한, 상기 ATC 엔코더(63)에는 입력 단자(67)로부터의 디지탈 오디오 입력 신호 DIN 디지탈 입력 인터페이스 회로(68)를 거쳐서 공급되고 있다. ATC 엔코더(53)는 상기 아날로그 오디오 입력 신호

(AIN)을 상기 A/D 변환기(62)에 의해 양자화한 소정 전송 속도의 디지탈 오디오 신호에 기초하여 비트 압축 (데이타 압축) 처리를 행한다. 여기서는 그 압축율을 4배로 하여 설명하지만, 본 실시예는 상기 비율에는 의존하지 않는 구성으로 되어있고, 응용예에 의해 임의로 선택 가능하다.

<48> 메모리(54)는 데이타의 기록 및 판독이 시스템 콘트롤러(57)에 의해 제어되고, ATC 엔코더(63)에서의 압축된 디지탈 오디오 신호(이하, ATC 오디오 데이타라 함)를 일시적으로 기억해두고, 필요에 따라 광자기디스크(1) 상에 기록하기 위한 버퍼 메모리로서 이용되고 있다. 즉, 예를 들어 ATC 엔코더(53) 로부터 공급되는 ATC 오디오 데이타라는 그 데이타 전송 속도가 표준적인 CD-DA 포맷의 데이타 전송 속도(75 섹러/초)의 1/4, 즉 18.75 섹터/초로 저감되고, 상기 ATC 오디오 데이타가 메모리(64)에 연속적으로 기록된다. 상기 ATC 오디오 데이타라는 상술한 바와 같이 4 섹터에 다음 1 섹터의 기록을 행하면 족하지만, 이와 같은 4 섹터 간격의 기록은 실제상 불가능에 가깝기 때문에, 후술하는 바와 같은 섹터 연속의 기록을 행하도록 하고 있다. 상기 기록은 휴지기간을 거쳐서, 소정의 복수섹터(예를 들어 32 섹터 + 수섹터)로 구성되는 클러스터를 기록 단위로 하여, 표준적인 CD-DA 포맷과 같은 데이타 전송 속도(75 섹터/초)로 버스트적으로 행해진다. 즉 메모리(64)에 있어서는 상기 비트 압축율에 따라 18.75(75/4) 섹터/초의 낮은 전송 속도로 연속적으로 기록된 ATC 오디오 데이타가 기록 데이타로서 상기 75 섹터/초의 전송 속도로 버스트적으로 판독된다. 상기 판독되어 기록되는 ATC 오디오 데이타에 관해, 기록 휴지 기간(non-recording period)을 포함한 전체적인 데이타 전송 속도는 상기 18.75 섹터/초의 낮은 속도로 되어 있지만, 버스트적으로 행해지는 기록 동작의 시간 내에서의 순간적인 데이타 전송 속도는 상기 표준적인 75섹터/초로 되어 있다. 따라서, 디스크 회전 속도가 표준적인 CD-DA 포맷과 같은 속도(일정 선속도) 일 때, 상기 CD-DA 포맷과 같은 기록 밀도, 기억 패턴의 기록이 행해지게 된다.

<49> 메모리(64)에서 상기 75 섹터/초의(순간적인) 전송 속도로 버스트적으로 판독된 ATC 오디오 데이타 족, 기록 데이타는 엔코더(65)에 공급된다. 여기서, 메모리(64)에서 엔코더(65)에 공급되는 데이타 열에 있어서, 1 회의 기록으로 연속 기록되는 단위는 복수 섹터(예를 들어 32 섹터)로 구성되는 클러스터 및 상기 클러스터의 전후 위치에 배치된 클러스터 접속용 수섹터로 하고 있다, 상기 클러스터 접속용 섹터는 엔코더(65)에서의 인터리브 길이보다 길게 설정하여, 인터리브 되어도 다른 클러스터의 데이타에 영향을 미치지 않도록 하고 있다.

<50> 엔코더(65)는 메모리(64)에서 상술한 바와 같은 버스트적으로 공급되는 기록 데이타에 관해, 에러 정정을 위한 부호화 처리(예를 들어 패리티 부가 및 인터리브 처리)나 EFM 부호화 처리 등을 실시한다. 상기 엔코더(65)에 의한 부호화 처리가 실시된 기록 데이타가 자기 헤드 구동 회로(66)에 공급된다. 상기 자기헤드 구동 회로(66)는 자기헤드(54)가 접속되어 있고, 상기 기록 데이타에 따른 변조 자계를 광자기디스크(1)에 인가하도록 자기 헤드(54)를 구동한다.

<51> 시스템 콘트롤러(57)는 메모리(64)에 대한 상술한 바와 같이 메모리 제어를 행하는 동시에, 상기 메모리 제어에 의해 메모리(64)에서 버스트적으로 판독되는 상기 기록 데이타를 광자기디스크(1)의 기록 트랙에 연속적으로 기록하도록 기록 위치의 제어를 행한다. 상기 기록 위치의 제어는 시스템 콘트롤러(57)에 의해 메모리(64)로부터 버스트적으로 판독되는 상기 기록 데이타의 기록 위치를 관리하여, 광자기디스크(1)의 기록 트랙상의 기록 위치를 지정하는 제어 신호를 서보 제어 회로(56)애 공급함으로써 이루어진다.

<52> 다음에, 상기 압축 데이타 기록 재생 장치의 재생계에 관해 설명한다. 상기 재생계는 상술한 기록계에 의해 광자기디스크(1)의 기록 트랙 상에 연속적으로 기록된 기록 데이타를 재생하기 위한 것으로 광학 헤드(53)에 의해 광자기디스크(1)의 기록 트랙을 레이저광으로 트레이싱함으로써 얻어진 재생 출력을 2 치화(2値化)하는 RF 회로(55)와, 2 치화된 재생 신호를 디코드하는 디코더 (71)를 구비하고 있다. 또한, 상기 재생계에서는 광자기디스크에서만이 아니고, CD(Compact Disc)와 같은 재생 전용 광 디스크의 판독도 행할 수 있다.

<53> 디코더(71)는 상술한 기록계에 있어서의 엔코더(65)에 대응하는 것으로, RF 회로(55)에 의해 2 치화된 재생 신호에 관해 에러 정정을 위한 복호화 처리나 EFM 복호화 처리등의 처리를 행하고, ATC 오디오 데이타를 규정의 전송 속도보다도 빠른 75 섹터/초의 전송 속도로 재생한다. 상기 디코더(71)에 의해 얻게되는 재생 데이타는 메모리(72)에 공급된다.

<54> 메모리(72)는 데이타의 기록 및 판독이 시스템 콘트롤러(57)에 의해 제어 되고, 디코더(71)로부터 75 섹터/초의 전송 속도로 버스트적으로 기록된다. 또한, 상기 메모리(72)는 상기 75 섹터/초의 전송 속도로 버스트적으로 기록된 상기 재생 데이타가 규정의 75 섹터/초의 전송 속도로 연속적으로 판독된다.

<55> 즉, 시스템 콘트롤러(57)는 재생 데이타를 메모리(72)에 75 섹터/초의 전송 속도로 기록되는 동시에, 메모리(72)로부터 상기 재생 데이타를 상기 18.75 섹터/초의 전송 속도로 연속적으로 판독하도록 한 메모리 제어를 행한다. 또한, 시스템 콘트롤러(57)는 메모리(72)에 대한 상술한 바와 같이 메모리 제어를 행하는 동시에, 상기 메모리 제어에 의해 메모리(72)로부터 버스트적으로 기록하는 상기 재생 데이타를 광자기디스크(1)의 기록 트랙으로부터 연속적으로 재생하도록 재생 위치의 제어를 행한다. 상기 재생 위치의 제어는 시스템 콘트롤러(57)에 의해 메모리(72)로부터 버스트적으로 판독되는 재생 데이타의 재생 위치를 관리하여, 광자기디스크(1)의 기록 트랙상의 재생 위치를 지정하는 제어 신호를 서보 제어 회로(56)에 공급함으로써 행해진다.

<56> 메모리(72)로부터 18.75 섹터/초의 전송 속도로 연속적으로 판독된 재생 데이타, 즉 ATC 오디오 데이타는 ATC 디코더(73)에 공급된다. 상기 ATC 디코더(73)는 ATC 오디오 데이타를 4배로 데이타 신장(비트 신장)하는 것으로, 예를 들어 16 비트의 디지탈 오디오 신호(디지탈 오디오 데이타)를 재생한다. 상기 ATC 디코더(73)로부터의 디지탈 오디오 데이타는 D/A 변환(74)에 공급된다.

<57> D/A 변환기(74)는 ATC 디코더(73)로부터 공급되는 디지탈 오디오 데이타를 아날로그 신호로 변환하여, 아날로그 오디오 출력 신호 AOUT를 형성한다. 상기 D/A 변환기(74)에 의해 얻게되는 아날로그 오디오 신호 AOUT는 로우 패스 필터(75)를 거쳐서 출력 단자(76)에서 출력된다.

<58> 또한, 상기 압축 데이타 기록 재생 장치는 ATC 엔코더 (53)로부터 ATC 오디오 데이타를 변조기

(77)에 의해 소정의 전송 포맷으로 변환하여 안테나(78)를 거쳐서 전송 가능하도록 되어 있다.

<59> 다음에, 본 발명에 따른 정보 압축 방법을 적용한 고능률 압축 부호화에 관해 상술한다. 즉, 오디오 PCM 신호등의 입력 디지탈 신호를 대역 분할 부호화(SBC), 적응 변환 부호화(ATC) 및 적응 비트 할당의 각 기술을 이용하여 고능률 부호화 하는 기술에 관해, 제 2 도 이하를 참조하여 설명한다.

<60> 제 2 도에 도시한 구체적인 고능률 부호화 장치에서는, 입력 디지탈 신호를 복수의 주파수 대역으로 분할하는 동시에, 최저역의 인접한 2 대역의 대역폭은 같고, 보다 높은 주파수 대역에서는 높은 주파수 대역만큼 대역폭을 넓게 선정하고, 각 주파수 대역마다 직교 변환을 행하고, 얻어진 주파수축의 스펙트럼 데이타를, 저역에서는 후술하는 인간의 청각 특성을 고려한 소위 임계 대역폭(critical band) 마다, 중고역에서는 블럭 플로팅 (block floating) 효율을 고려하여 임계 대역폭을 세분화한 대역마다, 적응적으로 비트 할당하여 부호화하고 있다. 통상, 상기 블럭이 양자화 잡음 발생 블럭으로 된다. 또한, 상기 실시예에 있어서는 직교 변환 전에 입력 신호에 따라 적응적으로 직교 변환 블럭 사이즈(블럭 길이)를 변화시키는 동시에, 상기 블럭 단위에서 플로팅 처리를 행하고 있다. 또한, 상기 제 2 도에는 1 채널 분의 입력 디지탈 신호를 부호화 하는 회로 구성을 도시하고 있다.

<61> 즉, 제 2 도에 있어서, 입력단자(200)에는 예를 들어 샘플링 주파수가 44.1kHz일 때, 0~22kHz의 복수 채널 분의 오디오 PCM 신호가 공급되고 있다. 상기 입력 신호는 예를 들어 소위 QMF의 필터로 구성되는 대역 분할 필터(201)에 의해 0~11kHz 대역의 신호와 11kHz~22kHz 대역의 신호로 분할되고, 0~11kHz 대역의 신호는 마찬가지로 QMF 등의 필터로 구성된 대역 분할 필터(202)에 의해 0~5.5kHz 대역의 신호와 5.5kHz~11kHz 대역의 신호로 분할된다. 대역 분할 필터(201)에서의 11kHz~22kHz 대역의 신호는 직교 변환 회로의 일예인 MDCT(모디파이드(modified) 이산 코싸인 변환) 회로(203)에 공급되고, 대역 분할 필터(202)에서의 5.5kHz~11kHz대역의 신호는 MDCT 회로(204)에 공급되고, 대역분할 필터(202)에서의 0~5.5kHz 대역의 신호는 MDCT 회로 (205)에 공급되고, 그래서 각각 MDCT 처리된다.

<62> 여기서, 입력 디지탈 신호를 복수의 주파수 대역으로 분할하는 방법으로서는 예를 들어, 상술한 QMF 등의 필터가 있고 1976 R.E.C rochiere Digital coding of speech in subbands Bell Syst.Tech. J. Vol.55, No.8 1976에 기술되어 있다. 또한, ICASSP 83, BOSTON Polyphase Quadrature filters-A new subband coding technique Joseph H. Rothweiler에는 같은 대역폭의 필터 분할 방법이 기술되어 있다. 또한, 직교 변환으로서는 상술한 MDCT 외, 예를 들어, 입력 오디오 신호를 소정 단위 시간(프레임)으로 블럭화하고, 해당 블럭마다 푸리에 변환(FFT), 이산 코사인 변환(DCT) 등을 행하는 것으로 시간축을 주파수축으로 변환하도록 하는 직교변환이 있다, 상기 MDCT에 관해서는, ICASSP 1987 Subb and/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation J.P.Princen A.B.Bradley Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst. of Tech.에 기재되어 있다.

<63> 여기서, 제 3 도에 각 MDCT 회로(203, 204, 205)에 공급되는 표준적인 입력 신호에 대한 각 대역마다의 블럭의 구체예를 도시한다.

<64> 상기 제 3 도의 구체예에 있어서는 3개의 대역으로 분할된 신호는 각 대역마다 독립으로 각각 복수의 직교변환 블럭 사이즈를 갖고, 신호의 시간특성, 주파수 분포 등에 의해 시간 분해능을 전환하도록 하고 있다. 신호가 시간적으로 준정상적인 경우에는 직교변환 블럭 사이즈를 11.6ms, 즉, 제 3A 도에 도시한 바와 같이, 긴 모드로 크게 하고, 신호가 비정상적인 경우에는 직교변환 블럭 사이즈를 또한 2분할, 4 분할로 한다.

<65> 제 3B 도에 도시한 짧은 모드 B 와 같이, 직교 변환 블럭 사이즈를 일부를 2분할한 5.8ms, 일부를 4분할한 경우의 2.9ms의 시간 분해능으로 함으로, 실제의 복잡한 입력 신호에 적응하도록 되어 있다. 또한, 상기 직교 변환 블럭 사이즈의 분할은 분할수 및 분할 패턴을 늘리므로써, 입력 신호에 대해 또한 적응적으로 처리를 행할 수 있다. 상기 직교 변환 블럭 사이즈의 결정은 제 2 도의 블럭 사이즈 결정 회로(206, 207, 208)에서 행해지고, 결정된 직교 변환 블럭 사이즈는 각 MDCT 회로(203, 204, 205)에 공급되는 동시에, 상기 블럭의 블럭 사이즈 정보로서, 출력 단자(216, 217, 218)로부터 출력된다.

<66> 다음에, 제 2 도에 도시한 블럭 사이즈 결정 회로(206, 207, 208)에 관해 설명한다. 제 4 도에 블럭 사이즈 결정 회로(206)의 구체적인 회로 구성을 도시한다. 제 2 도에 도시한 대역 분할 필터(201)의 출력중, 11kHz~22kHz 대역 신호는 제 4 도에 도시한 입력 단자(401)를 거쳐서 파워 산출 회로(404)에 공급된다.

<67> 또한, 제 2 도에 도시한 대역 분할 필터(202)의 출력 중, 5.5kHz~11kHz 대역의 신호는 제 4 도에 도시한 입력 단자(402)를 거쳐서 파워 산출 회로(405)에 공급되고, 0~5.5kHz 대역의 신호는 제 4 도에 도시한 입력 단자(403)를 거쳐서 파워 산출 회로(406)에 공급된다.

<68> 그런데, 제 2 도에 도시한 블럭 사이즈 결정 회로(207, 208)는 제 4 도에 도시한 입력 단자(401, 402, 403)에 입력되는 신호가 블럭 사이즈 결정 회로(206)의 경우와 다를 뿐, 동작은 동일하다. 즉, 제 2 도의 블럭 결정 회로(207)의 경우는 제 4 도의 입력 단자(401)에, 제 2 도의 대역 분할 필터(202)에서의 5.5kHz~11kHz 대역의 신호가 제 4 도의 입력 단자(402)에는 제 2 도의 대역 분할 필터(201)에서의 11kHz~22kHz 대역의 신호가, 제 4 도의 입력 단자(403)에는 제 2 도의 대역 분할 필터(202)에서의 0~5.5kHz 대역의 신호가, 각각 입력된다. 제 2 도에 도시한 블럭 결정 회로(208)의 경우는, 제 4 도의 입력 단자(401)에, 제 2 도의 대역 분할 필터(202)에서의 0~5.5kHz 대역의 신호가, 제 4 도의 입력 단자(402)에는 제 2 도의 대역 분할 필터(201)에서의 11kHz~22kHz 대역의 신호가, 제 4 도의 입력 단자(403)에는 제 2 도의 대역 분할 필터(202)에서의 5.5kHz~11kHz 대역의 신호가 각각 입력된다. 또한, 블록 사이즈 결정 회로(206, 207, 208)는 각 채널마다 설치되어 있다. 또한, 블럭 사이즈 결정 회로(206, 207, 208)를 1 채널분만 설치하고, 복수 채널 분의 직교변환 블럭 사이즈를 결정하도록 하여도 무방하다.

<69> 제 4 도에 있어서, 각 파워 산출 회로(404, 405, 406)는 입력된 시간 파형을 일정시간 적분함으로써, 각 주파수 대역의 파워를 산출한다. 이때, 적분하는 시간폭은 상술의 직교변환 블럭 사이즈 중 최소의 것 이하일 필요가 있다. 또한, 상술의 산출법 이외, 예를 들어 직교변환 블럭 사이즈의 최소 시간폭내의 최대진폭의 절대치 또는 진폭의 평균치를 대포 파워로서 이용하도록 해도 무방하다.

<70> 변화분 추출 회로(407)는 파워 산출 회로(404)로부터 공급되는 파워 정보를 미분하여 미분 계수를 구하고, 상기 미분 계수를 파워 변화 정보로서 블럭 사이즈 1차 판정 회로(412) 및 메모리(408)에 공급한다. 메모리(48)는 변화분 추출회로(407)로부터 공급되는 파워 변화 정보를 상술의 직교 변환 블럭 사이즈의 최대 시간 이상 축적한다. 이것은 시간적으로 인접하는 직교 변환 블럭이 직교 변환시의 윈도우 처리에 의해, 서로 영향을 미치기 때문에, 시간적으로 인접하는 1개 앞의 블럭의 파워 변화 정보를 블럭 사이즈 1차 판정 회로(412)에서 필요로 하기 때문이다.

<71> 블럭 사이즈 1차 판정 회로(412)는 변화분 추출 회로(407)로부터 공급되는 상기 블럭의 파워 변화 정보와 메모리(408)로부터 공급되는 시간적으로 인접하는 상기 블럭의 1개 앞의 블럭 파워 변화 정보에 기초하여, 해당하는 주파수 대역내의 파워의 시간적 변위에서 해당하는 주파수 대역의 직교 변환 블럭 사이즈를 결정한다. 구체적으로는 블럭 사이즈 1차 판정 회로(412)는 예를 들면, 어떤 역치 이상의 변위가 인지된 경우, 보다 시간적으로 짧은 직교변환 블럭 사이즈를 선택한다. 상기 역치는, 고정으로 하여도 효과를 얻을 수 있지만, 주파수에 비례한 값으로 하고, 높은 주파수 대역에 있어서는, 큰 변위에 의해 시간적으로 짧은 직교 변환 블럭 사이즈로 하고, 낮은 주파수 대역에 있어서는 높은 주파수 대역의 경우와 비교하여 작은 변위에 의해 시간적으로 짧은 직교 변환 블럭 사이즈를 선택하도록 하면 보다 효과적이다. 이상과 같이 하여 판정된 직교 변환 블럭 사이즈는 블럭 사이즈 2 차 판정 회로(413)에 공급된다.

<72> 한편, 파워 비교 회로(409)는 각 파워 산출 회로(404, 405, 406)로부터 공급되는 각 주파수 대역의 파워 정보를 동시각상에서 마스킹 효과가 발생하는 시간 폭에서 비교하고, 파워 산출 회로(404)의 출력 주파수 대역에 미치는 다른 주파수 대역의 영향을 구하고, 얻어진 마스킹 정보를 블럭 사이즈 2차 판정 회로(413)에 공급한다.

<73> 블럭 사이즈 2차 판정 회로(413)는 파워 비교 회로(409)로부터 공급되는 마스킹 정보에 기초하여, 블럭 사이즈 1 차 판정 회로(412)로부터 공급되는 직교 변환 블럭 사이즈를 보다 시간적으로 긴 블럭 사이즈로 되도록 수정하고, 수정한 직교 변환 블럭 사이즈를 블럭 사이즈 3차 판정 회로(414)에 공급한다. 즉, 블럭 사이즈 2 차 판정 회로(413)는 상기 주파수 대역에 있어서 프리 에코가 문제로 되는 경우라도, 다른 주파수 대역, 특히 상기 주파수 대역보다 낮은 대역에 있어서 큰 진폭을 갖는 신호가 존재한 경우, 마스킹 효과에 의해 프리 에코가 청감상 문제로 되지 않고, 또는 프리 에코가 미치는 영향이 경감되는 경우가 있다는 특성을 이용하여, 직교 변환 블럭 사이즈의 수정을 행하고 있다. 또한, 마스킹이란, 인간의 청감상의 특성에 의해, 어떤 신호에 의해 다른 신호가 마스크되어 들을 수 없게 되는 현상인 것이다. 상기 마스킹 효과에는 시간상의 신호에 의한 시간축 마스킹 효과와, 주파수축상의 신호에 의한 동시각 마스킹 효과가 있다. 상술한 블럭 사이즈 2 차 판정 회로 (413)에서는 동시각 마스킹 효과를 이용하고 있다. 이들 마스킹 효과에 의해, 마스킹되는 부분에 잡음이 존재한다고 하여도, 상기 잡음은 인간에게는 들을 수 없게 된다. 이때문에, 실제의 오디오 신호에서는 상기 마스킹되는 범위내의 잡음은 청감상 문제없는 잡음이 된다.

<74> 한편, 채널간 상관계수 산출 회로(411)는 파워 산출 회로(404) 및 메모리(401)에서의 복수 채별의 파워 정보를 이용하여, 복수 채널간의 파워의 상관 계수의 산출을 행한다.

<75> 구체적으로는 메모리(410)는 상기 블럭과 동시각의 복수 채널 분의 파워 정보를 채널간 상관 계수 산출 회로(411)에 공급하기 위해 이용된다, 즉, 메모리(410)에는 파워 산출 회로(404)로부터 복수 채널 분의 파워 정보가 시간적으로 연속해서 보내진다.

<76> 예를 들어, 2 채널의 스테레오 신호의 경우, 메모리(410)에 파워 산출 회로(404)로부터 상기 블럭의 좌채널 분의 파워 정보 후에 상기 블럭의 우채널 분의 파워 정보가 공급되고, 그후에, 상기 블럭에 시간적으로 인접하는 1개 후의 블럭의 좌채널 분의 파워 정보, 상기 블럭에 시간적으로 인접하는 1개 후의 블럭의 우채널 분의 파워 정보와 계속해서 공급된다. 그리고, 메모리(410)는 상기 블럭과 동시각의 관계에 있는 각 채널상의 블럭의 파워 정보를 채널간 상관 계수 산출 회로(411)에 출력하기 때문에, 각 채널 분의 파워 정보를 유지한다. 따라서, 메모리(410)는 채널 수에 비례한 크기의 기억 용량을 갖는다. 예를 들어, 채널 수가 2채널인 경우의 메모리(410)의 용량을 C로 하면, n채널인 경우의 메모리(410)의 용량(Cn)은 아래 식(1)에 의해 구해진다.

$$Cn = (n-1)C \qquad \cdots(1)$$

<78> 채널간 상관계수 산출 회로(411)는 메모리(410)에 기억되어 있는 복수 및 또는 단수 채널 분의 파워 정보와, 파워 산출 회로(404)에서의 메모리(410)에는 기억되어 있지 않은 1채널 분의 파워 정보를 입력하고, 상기 블럭과 동시각의 관계에 있는 복수 채널 분의 각 블럭의 파워 정보의 상관 계수를 구하고 있다. 예를 들어, 채널수가 2채널인 경우, 상관 계수(r)는 아래 식(2)과 같이 정의된다.

$$r = \frac{1}{(n-1)SxSy} \sum_{i=b}^{n} (Xi - Ax)(Yi - Ay) \qquad \cdots(2)$$

<80> 여기서, Xi는 좌채널의 파워 정보, Yi는 우채널의 파워 정보, Ax는 Xi의 평균치, Ay는 Yi의 평균치, Sx는 Xi의 표준편차, Sy는 Yi의 표준편차이다.

<81> 상기 상관 계수(r)의 값은 $-1 \le r \le +1$의 범위에 있고, Xi와 Yi의 상관이 높으면 +1에 가까운 값으로 되고, 상관이 낮으면 -1에 가까운 값으로 된다. 식 (2) 중의 b는 정수이고, 가미시키는 블럭의 수, 즉 시간적인 범위를 결정하는 것이다. 상기 값은 고정으로 하여도 효과를 얻을 수 있지만, 주파수에 비례한 값, 즉 낮은 주파수 대역에 있어서는 b와 n의 차가 커지도록, 높은 주파수 대역에 있어서는 차가 작아지도록 하면, 보다 효과적이다. Ax, Ay는 b에서 n까지의 범위에 포함되는 파워 정보의 평균치이다. 채널수가 3채널 이상인 경우에는, 상정되는 모든 쌍에 대해 상관 계수를 구하고, 그들의 평균치를 대표시켜, 채널간 상관계수 산출 회로(411)의 출력으로 한다. 상정되는 모든 쌍의 수는 채널 수를 N으로 하면, {N(N-1)}/2이다.

<82> 다음에, 블럭 사이즈 3차 판정 회로(414)는 채널간 상관 계수 산출 회로(411)에서 구해진 상관 계수(r), 파워 비교 회로(409)에서 구해진 마스킹 정보 및 메모리(408)의 유지되어 있는 시간적으로 인접하는 상치 직교 변환 블럭의 1개 앞의 직교 변환 블럭의 파워 정보에 기초하여, 블럭 사이즈 2차 판정 회로(413)에서 판정된 직교 변환 블럭 사이즈를 재검토하고, 최종적으로 상기 직교 변환 블럭 사이즈를 결정한다.

<83> 구체직으로, 채널간 상관 계수 산출 회로(411)로부터 전송된 상관 계수(r)는 상술한 바와 같이 -1에서 +1까지의 수치이고, +1에 가까운 값만큼 채널간의 상관이 높다.

<84> 따라서, 블럭 사이즈 3차 판정 회로(414)는 어떤 역치를 설치하고, 그 역치를 초과하는 상관 계수가 입력되고, 또한 동시각 마스킹 효과를 기대할 수 있고, 또한 메모리(408)에서의 파워 정보가 어떤 역치보다 큰 값을 갖는 경우, 동시각의 관계에 있는 복수 채널의 각 직교 변환 블럭 사이즈를 모두, 보다 길게 한다. 예를 들어 11.6ms 즉, 제 3A 도에 도시한 긴 모드와 같은 크기로 한다. 또한, 예를 들어 상관 계수가 어떤 역치보다 큰 값을 갖고, 또한, 동시각 마스킹 효과를 충분히 기대할 수 없고, 또한, 메모리(408)에서의 파워 정보가 어떤 역치보다 작은 값을 갖는 경우는 블럭 사이즈 3차 판정 회로(414)는 동시각의 관계에 있는 복수 채널의 각 직교 변환 블럭 사이즈를 모두, 보다 짧게 한다. 예를 들어, 제 3B 도에 도시한 짧은 모드와 같은 크기로 한다. 또한, 상기의 각 역치는 고정으로 하여도 효과를 얻을 수 있지만, 주파수에 따라 가변으로 하면, 보다 효과적이다.

<85> 또한, 채널간 상관계수 산출 회로(411)에 있어서, 상관 계수를 구하는 대신에, 각 채널의 파워 정보의 값을 비교하도록 하여도 무방하다. 예를 들어 채널 수가 2채널인 경우는 각 파워 정보의 차의 절대치를 구한다. 3채널 이상의 경우는, 상정되는 모든 쌍마다의 차의 절대치를 구하고, 그들의 평균치를 구한다. 그리고, 이 값은 블럭 사이즈 3 차 판정 회로(414)에 공급된다.

<86> 블럭 사이즈 3차 판정 회로(414)는 채널간 상관계수 산출 회로(411)에서 구해진 파워 정보의 차분치, 파워 비교 회로(409)에서 구해진 마스킹 정보 및 메모리(408)에 유지되어 있는 시간적으로 1개 앞의 블럭의 파워 정보를 토대로, 상기 직교 변환 블럭 사이즈의 결정을 행한다. 예를 들어, 파워 정보의 차분치가 어떤 역치보다 낮은 값을 갖고, 또한, 동시각 마스킹 효과를 기대할 수 있고, 또한 시간적으로 1 개 앞의 직교 변환 블럭의 파워 정보가 어떤 역치보다 큰 값을 갖는 경우, 블럭 사이즈 3 차 판정 회로(414)는 동시각의 관계에 있는 복수 채널의 각 직교 변환 블럭 사이즈를 모두, 보다 길게 판정한다. 예를 들어, 제 3A 도에 도시한 긴 모드와 같은 크기로 한다. 또한, 예를 들어, 파워 정보의 차분치가 어떤 역치보다 낮은 값을 갖고, 또한, 동시각 마스킹 효과를 충분히 기대할 수 없고, 또한, 시간적으로 1개 앞의 직교 변환 블럭의 파워 정보가 어떤 역치보다 작은 값을 갖는 경우, 블럭 사이즈 3차 판정 회로 (414)는 동시각 관계에 있는 복수 채널의 각 직교 변환 블럭 사이즈를 모두, 보다 작게 한다. 예를 들어, 제 3B 도에 도시한 단 모드와 같은 크기로 한다. 또한, 상기의 각 역치는, 고정으로 하여도 효과를 얻을 수 있지만, 주파수에 따라 가변으로 하면 보다 효과적이다.

<87> 블럭 사이즈 결정 회로(414)에서 결정된 상기 직교 변환 블럭 사이즈 BS는 출력 단자(416)를 거쳐서 제 2 도에 도시한 MDCT 회로(20,3)에 출력되는 동시에, 윈도우 형상 결정 회로(415)에 공급되고, 윈도우형상 결정 회로(415)는 직교 변환 블럭 사이즈 BS 에 기초하여, 윈도우 형상을 결정한다.

<88> 제 5 도에 인접하는 블럭과 윈도우 형상의 상태를 도시한다. 직교 변환에 이용되는 윈도우는 시간적으로 인접하는 블록간에서 중복되는 부분이 있고, 실시예에서는 인접하는 블럭의 중심까지 중복되는 형상을 채용하고 있다. 따라서, 인접하는 블럭의 직교 변환 블럭 사이즈에 의존하여 윈도우 형상이 변화한다.

<89> 제 6 에 상기 윈도우형상을 상세하게 도시한다. 제 6 도에 있어서, 윈도우 함수 f(n), g(n+N)는, 다음 식(3),(4)을 만족시키는 함수로서 주어진다.

$$f(n)\ f(L-1-n) = g(n)\ g(L-1-n) \qquad \cdots(3)$$

$$f(n)\ f(n) + g(n)\ g(n) = 1 \qquad 0 \leq n \leq L-1 \qquad \cdots(4)$$

<91> 이 식(3)에서 L은 인접하는 직교 변환 블럭 사이즈가 동일하면, 그대로 직교 변환 블럭 사이즈로 되지만, 인접하는 직교 변환 블럭 사이즈가 다른 경우, 시간적으로 보다 짧은 직교 변환 블럭 사이즈를 L, 시간적으로 보다 긴 직교 변환 블럭 사이즈를 K로 하면, 윈도우가 중복되지 않은 영역에서는 다음 식(5),(6)와 같이

$$f(n) = g(n) = 1 \qquad K \leq n \leq 3K/2-L/2 \qquad \cdots(5)$$

$$f(n) = g(n) = 0 \qquad 3K/2+L \leq n \leq 2K \qquad \cdots(6)$$

<93> 으로서 주어진다. 이와 같이, 윈도우의 중복 부분을 가능한 한 길게 가짐으로써, 직교 변환에 있어서의 주파수 분해능을 향상시킬 수 있다. 이상의 설명으로부터 명백해지듯이, 직교 변환에 사용하는 윈도우 형상은 시간적으로 연속하는 3개의 직교 변환 블럭 사이즈가 확정된 후에 결정된다.

<94> 그런데, 제 2 도에 도시한 블럭 사이즈 결정 회로(206, 207, 208)를 제 4 도에 도시한 파워 산출 회로(405, 406) 및 파워 비교 회로(409)를 생략하여 구성하여도 무방하다. 또한, 블럭 사이즈 결정 회로(206, 207, 208)를 제 4 도에 도시한 블럭 사이즈 2 차 판정 회로(413) 및/또는 블럭 사이즈 3차 판정 회로(414)를 생략하고 구성하도록 하여도 무방하다. 특히, 처리 시간의 지연을 바람직한 응용예에 있어서는 상술된 지연이 적은 구성을 가질 수 있어, 효과적이다.

<95> 또한, 제 4 도의 블럭 사이즈 3 차 판정 회로(414)에 있어서, 역치를 낮추어 설정함으로써, 모든 동시각상의 처리 블럭의 시간적 길이를 동이로 할 수도 있다. 특히, 채널간의 상관이 높은 입력 신호인 경우에 있어서 유효하다.

<96> 여기서, 상술된 블럭 사이즈 1차 판정 회로(412), 블럭 사이즈 2차 판정 회로(413), 블럭 사이즈 3 차 판정 회로(414) 등의 구체적인 동작에 관해 설명한다.

<97> 예를 들어, 제 7A, 7B 도에 도시한 바와 같이, 각 대역의 신호가 정현파이고, 제 7A 도에 도시한 입력 신호의 11kHz~22kHz 대역에 있어서의 신호 레벨(진폭)과 제 7B 도에 도시한 입력 신호의 11kHz~22kHz 대역에 있어서의 신호 레벨이 동일하게 한다.

<98> 먼저, 상기 블럭 N 의 직교 변환 블럭 사이즈를 상기 주파수의 진폭 변화만으로 결정한 경우, 제 7A 도에 도시한 입력 신호와 제 7B 도에 도시한 입력 신호에 대해, 동시에 동일한 직교 변환 블럭 사이즈가 결정된다. 그러나, 0~5.5kHz 또는 5.5kHz~11kHz 대역의 신호에 주목하면, 제 7A 도에 도시한 입력 신호에서는 11kHz~22kHz 대역의 신호의 파워(에너지)와 비교하여, 다른 대역의 신호의 파워가 낮기 때문에, 11kHz~22kHz 대역에 발생하는 프리 에코는 마스크 되지 않고, 청감상의 문제가 되기 때문에, 본 실시예에서는 제 7A 도에 도시한 입력 신호에 대해서는 11kHz~22kHz 대역의 블럭(N)은 보다 짧은 시간폭의 직교 변환 블럭 사이즈로 된다.

<99> 한편, 제 7B 도에 도시한 입력 신호에서는 0~5.5kHz 또는 5.5kHz~11kHz 대역의 신호의 파워가 제 11kHz~22kHz 대역의 신호의 파워와 비교하여 프리 에코를 마스크 하기에 족한 값이기 때문에, 11kHz~22kHz 의 대역에 발생하는 프리 에코는 마스크되고, 청감상 문제가 되지 않는다. 따라서, 본 실시예에서는 제 7B 도에 도시한 입력 신호에 대해서는 주파수 분해능을 우선하고, 제 7A 도에 도시한 입력 신호의 경우보다도 긴 시간폭의 직교 변환 블럭 사이즈가 결정된다.

<100> 즉, 본 실시예에서는 제 4 도에 도시한 파워 산출 회로(404, 405, 406) 및 비교 회로(409) 및 블럭 사이즈 2 차 판정 회로(413)에 의해 제 7A 도에 도시한 입력 신호 및 제 7B 도에 도시한 입력 신호의 각각의 경우에 있어서, 다른 직교 변환 블럭 사이즈가 결정된다.

<101> 다음에, 예를 들어 제 8A, 제 8B 도에 도시한 바와 같이, 어떤 대역, 예를 들어 11kHz~22kHz 대역의 션호가 정현파이고, 레벨이 크게되는 위상이 서로 다른 입력 신호가 입력된다.

<102> 또한, 예를 들어, 제 8A 도에 도시한 입력 신호를 좌 채널 신호로 하고, 제 8B 도에 도시한 입력 신호를 우채널의 신호로 하여, 2채널의 스테레오 신호가 입력되어 있다. 또한, 이와 같은 채널간에 있어서의 약간의 위상차는, 설제로 스테레오 녹음된 음악 신호에 있어서도 자주 눈에 띈다.

<103> 먼저, 상기 블럭(N)의 직교 변환 블럭 사이즈를 신호의 진폭 변화만으로 결정한 경우, 제 8A 도에 도시한 입력 신호에 대해서는 보다 짧은 시간폭의 직교 변환 블럭 사이즈가 결정되고, 제 8B 도에 도시한 입력 신호에 대해서는 보다 긴 시간폭의 직교 변환 블럭 사이즈가 결정된다. 이것은 블럭(N-1) 및 블럭(N) 내에 존재하는 각 최대 진폭치의 차분치의 절대치, 즉 제 8A 도의 Da 및 제 8B 도의 Db와 어떤 역치 T와의 최소 비교를 행한 결과, 미소한 차는 있지만, Da > T > Db 라는 관계가 성립하기 때문에, 상술한 바와 같은 직교 변환 블럭 사이즈가 결정된다.

<104> 상기 결과, 입력 신호의 채널간에 있어서의 상관이 높을 것에도 구애받지 않고, 직교 변환에 의해 얻어진 각 채널의 스펙트럼 또는 직교 변환 계수치의 차가 크게 다르고, 채널간에 있어서의 음질차가 현저해진다. 이와 같은 신호가 입력된 경우, 상기의 음질차를 발생시키지 않도록 하기 때문에, 상기 블럭 N 에 대해, 동시각 마스킹 효과 및 또는 시간축 마스킹 효과가 얻어지는 경우에는 각 채널 모두, 보다 긴 시간폭의 직교 변환 블럭 사이즈를 결정하고, 또한 동시각 마스킹 효과 및 또는 시간축 마스킹 효과를 얻을 수 없는 경우에는 각 채널 모두, 보다 짧은 시간폭의 직교 변환 블럭 사이즈를 결정함으로써, 상술한 바와 같은 채널간에 있어서의 음질차의 발생을 방지할 수 있다.

<105> 본 실시예에서는 블럭 사이즈 3차 판정 회로(414)에 의해 제 8 도와 같은 채널간에 있어서 상관이 높은 입력 신호에 대해, 각 채널의 직교 변환 블럭 사이즈 등을 동등하게 할 수 있다. 또한, 전 채널중, 적어도 2 개의 채널상의 처리 블럭의 시간적 길이를 동일로 하여도, 유효하다.

<106> 다시 제 2 도에 있어서, 각 MDCT 회로(203, 204, 205)에 의해 MDCT 처리되어 얻어진 주파수축 상의 스펙트럼 데이타 또는 MDCT 계수 데이타는 저역은 소위 임계 대역(critical band) 마다 종합해서, 중고역은 블럭 플로팅의 유효성을 고려하여, 임계 대역폭을 세분화하여 적응 비트 할당 부호화 회로(210, 211, 212)에 공급된다. 상기 임계 대역와는, 인간의 청감특성을 고려하여 분할된 주파수 대역이고, 어떤 순수음의 주파수 근처의 같은 강도의 협대역 대역 잡음에 의해, 상기 순수음이 마스크될 때의 그 잡음이 갖는 대역인 것이다. 상기 임계 대역은 고역만큼 대역폭이 넓게되어 있고, 상기 0~22kHz 의 전주파수 대역은 예를 들어 25 의 임계 대역으로 분할되어 있다.

<107> 비트 배분 산출 회로(209)는 상기 임계 대역 및 블럭 플로팅을 고려하여 분할된 스펙트럼 데이타에 의하여, 소위 마스킹 효과 등을 고려하여 임계 대역 및 블럭 플로팅을 고려한 각 분할 대역마다의 마스킹 량을 구하고, 상기 마스킹 량과 임계 대역 및 블록 플로팅을 고려한 각 분할 대역마다의 에너지 또는 피크치 등에 기초하여, 각 대역마다 할당 비트 수를 구하고, 적응 비트 할당 부호화 회로(210, 211, 212)에 의해 각 대역마다 할당되어진 비트 수에 따라 각 스펙트럼 데이타(또는 MDCT 계수 데이타)를 재양자화 하도록 되어 있다 이와 같이 하여 부호화된 데이타는 출력단자(213, 214, 215)를 거쳐서 추출된다.

<108> 다음으로, 제 9 도는 상기 비트 배분 산출 회로(209)의 하나의 구체예의 구성을 도시한 블럭 회로도이다.

<109> 상기 제 9 도에 있어서, 상기 각 MDCT 회로(203, 204, 205)로부터의 주파수축 상의 스펙트럼 또는 MDCT 계수 데이타가 입력 단자(900)를 거쳐서 대역당 에너지 산출 회로(901)에 공급된다. 에너지 산출 회로(901)는 상기 마스킹 량과 임계 대역 및 블럭 플로팅을 고려한 각 분할 대역의 에너지를 예를 들어, 상기 대역내에서의 각 진폭치의 총합을 계산하는 것 등에 의해, 구한다. 상기 각 대역마다의 에너지 대신

에, 진폭치의 피크치, 평균치 등을 이용하도록 해도 무방하다.

<110> 상기 에너지 산출 회로(901)로부터의 출력으로써, 예를 들어 각 대역의 총 합치의 스펙트럼을 제 10 도에 도면에 SB로 나타내고 있다. 단, 상기 제 10 도에서는 도시를 간략화 하기 위해, 상기 마스킹 량과 임계 대역 및 블럭 플로팅을 고려한 분할 대역수를 12대역(B1~B12)으로 표현하고 있다.

<111> 여기서, 상기 스펙트럼 SB의 소위 마스킹에 있어서의 영향을 고려하기 때문에, 상기 스펙트럼 SB에 소정의 가중치 처리 함수를 곱하여 가산한 콘벌루션(convolution) 처리를 실시한다. 이 때문에, 상기 대역당 에너지 산출 회로(901)의 출력 즉, 상기 스펙트럼 SB의 각 값은 콘벌루션 필터 회로(902)에 보내진다. 콘벌루션 필터 회로(902)는 예를 들어, 입력 데이타를 순차 지연시키는 복수의 지연 소자와, 이들 지연 소자로부터의 출력에 필터 계수(가중치 처리 함수)를 승산하는 복수의 승산기(예를 들어, 각 대역에 대응하는 25개의 승산기)와, 각 승산기 출력의 총합을 갖는 총합 가산기로 구성된 것이다. 상기 콘벌루션 처리에 의해 제 10 도중 점선으로 나타낸 부분의 총합을 갖는다.

<112> 여기서, 상기 콘벌루션 필터 회로(902)의 각 승산기의 승산 계수(필터 계수)의 하나의 구체예를 보이면, 임의의 대역에 대응하는 승산기(M)의 계수를 1로 했을 때, 승산기(M-1)에서 계수 0.15를, 승산기(M-2)에서 계수 0.0019를, 승산기(M-3)에서 계수 0.0000086를, 승산기(M+1)에서 계수 0.4를, 승산기(M+2)에서 계수 0.06을, 승산기(M+3)에서 계수 0.007을 각 지연 소자의 출력에 승산함으로써, 상기 스펙트럼 SB의 콘벌루션 처리가 이루어진다. 단, M은 1~25의 임의의 정수이다.

<113> 다음으로, 상기 콘벌루션 필터 회로(902)의 출력은 감산기(905)에 보낸다. 상기 감산기(905)는 상기 콘벌루션한 영역에서의 후술하는 허용 가능한 잡음 레벨에 대응하는 레벨(α)을 구한 것이다. 또한, 상기 허용 가능한 잡음 레벨(허용 잡음 레벨)에 대응하는 레벨(α)은 후술하는 바와 같이, 역 콘벌루션 처리를 행함으로써, 임계 대역의 각 대역마다의 허용 잡음 레벨로 되도록 한 레벨이다. 여기서, 상기 감산기(905)에는 상기 레벨(α)을 구하기 위한 허용함수(마스킹 레벨을 표현하는 함수)가 공급된다. 상기 허용 함수를 증감시키는 것으로 상기 레벨(α)의 제어를 행하고 있다. 상기 허용 함수는 다음에 설명하는 바와 같은 (n-ai) 함수 발생 회로(904)로부터 공급된다.

<114> 즉, 허용 잡음 레벨에 대응하는 레벨(α)은 임계 대역의 저역으로부터 순차로 주어지는 번호를 i로 하면, 다음 식(7)에서 구할 수 있다.

$$\alpha = S-(n-ai) \qquad \cdots(7)$$

<116> 상기 식(7)에 있어서, n, a는 정수이고, a > 0, S는 콘벌루션 처리된 바아크 스펙트럼(Bark spectrum)의 강도이고, 식 (7) 중 (n-ai)가 허용 함수이다. 본 실시예에서는 n = 38, a = 1로 하고, 이 때의 음질 열화는 없고, 양호한 부호화를 행할 수 있다.

<117> 이같이 하여, 상기 레벨(α)이 구해지고, 상기 데이타는 감산기(905)에 공급된다. 상기 감산기(905)에서는 상기 콘벌루션된 영역에서의 상기 레벨(α)을 역 콘벌루션 하기 위한 것이다.

<118> 따라서, 상기 역 콘벌루션 처리를 행함으로써, 상기 레벨(α)로부터 마스킹 스펙트럼을 얻을 수 있다, 즉, 상기 마스킹 스펙트럼이 허용 잡음 스펙트럼으로 된다. 또한, 상기 역 콘벌루션 처리는 복잡한 연산을 필요로 하지만, 본 실시예에서는 간략화한 감산기(905)를 이용하여 역 콘벌루션을 행하고 있다.

<119> 다음으로, 상기 마스킹 스펙트럼은 합성 회로(906)를 거쳐서 감산기(907)에 공급된다. 여기서, 상기 감산기(907)에는 상기 대역당 에너지 산출 회로(901)로부터의 출력, 즉 상술한 스펙트럼(SB)이 지연 회로(908)를 거쳐서 공급되고 있다. 따라서, 상기 감산기(907)에서는 상기 마스킹 스펙트럼과 스펙트럼(SB)와의 감산 연산이 이루어지는 것으로 제 11 도에 도시한 바와 같이, 상기 스펙트럼(SB)은 상기 마스킹 스펙트럼(MS)의 레벨로 나타낸 레벨 이하가 마스킹된다.

<120> 상기 감산기(907)로부터의 출력은 허용 잡음 보정 회로(911) 및 출력 단자(912)를 거쳐서 추출되고, 예를 들어 할당 비트 수 정보가 미리 기억된 ROM 등(도시 생략)에 보내진다. 상기 ROM 등은 상기 감산기(907)로부터 허용 잡음 보정 회로(911)를 거쳐서 얻은 출력(상기 각 대역의 에너지와 상기 잡음 레벨 설정 수단의 출력과의 차분의 레벨)에 따라, 각 대역마다의 할당 비트 수 정보를 출력한다. 상기 할당 비트 수 정보가 상기 적응 비트 할당 부호화 회로(210, 211, 212)에 보내지는 것으로, MDCT 회로(203, 204, 205)로부터의 주파수축상의 각 스펙트럼 데이타가 각각의 대역마다 할당된 비트 수를 양자화한다.

<121> 즉, 요약하면, 적응 비트 할당 부호화 회로(210, 211, 212)는 상기 마스킹량과 임계 대역 및 블럭 플로팅을 고려한 각 분할 대역의 에너지와 상기 잡음 레벨 설정 수단의 출력과의 차분의 레벨에 따라 할당된 비트 수이고, 상기 각 대역마다의 스펙트럼 데이타를 양자화 한다. 또한, 지연 회로(908)는 상기 합성 회로(906) 이전의 각 회로에서의 지연량을 고려하여 대역당 에너지 산출 회로(901)로부터의 스펙트럼(SB)을 지연시키기 위해 설치되어 있다.

<122> 그런데, 상술한 합성 회로(906)에서의 합성 시에는, 최소 가청 커브 발생 회로(909)로부터 공급되는 제 12 도에 도시한 바와 같은 인간의 청각 특성인 소위 최소 가청 커브(RC)를 나타내는 데이타와, 상기 마스킹 스펙트럼(MS)을 합성할 수 있다. 상기 최소 가청 커브에 있어서, 잡음 절대 레벨이 상기 최소 가청 이하로 되면 상기 잡음은 들을 수 없게 된다. 상기 최소 가청 커브는 코팅이 같아도 예를 들어 재생시의 재생 볼륨의 차이에서 다른 것으로 되지만, 설질적인 디지탈 시스템에서는 예를 들어 16 비트 동적 범위(dynamic range)로의 음악이 들어가는 방법에는 거의 차이가 없기 때문에, 예를 들어, 4kHz 부근의 가장 귀에 듣기 쉬운 주파수 대역의 양자화 잡음을 들을 수 없게 하면, 다른 주파수 대역에서는 상기 최소 가청 커브의 레벨 이하의 양자화 잡음은 들을 수 없다고 판단된다. 따라서, 이와 같이 예를 들어 시스템 갖는 워드 길이의 4kHz 부근의 잡음을 들을 수 없는 방법을 사용한다고 가정하고, 상기 최소 가청 커브(RC)와 마스킹 스펙트럼(MS)을 모두 합성하는 것으로 허용 잡음 레벨을 얻도록 하면, 상기 경우의 허용 잡음 레벨은 제 12 도에서 사선으로 도시된 부분까지로 할 수 있게 된다. 또한, 본 실시예에서는 상기 최소 가청 커브의 4kHz의 레벨을, 예를 들어 20 비트 상당의 최저 레벨로 맞추고 있다. 또한, 상기 제 12

도는 신호 스펙트럼(SS)도 동시에 도시하고 있다.

<123> 또한, 상기 허용 잡음 보정 회로(911)는 보정 정보 출력 회로(910)로부터 전송된 예를 들어 등-라우드니스 커브(equi-loudness curve)의 정보에 기초하여, 상기 감산기(907)로부터의 출력에 있어서의 허용 잡음 레벨을 보정한다. 여기서, 등-라우드니스 커브란, 인간의 청각 특성에 관한 특성 곡선이고, 예를 들어 1kHz의 순수음과 같은 크기로 들을 수 있는 각 주파수에서의 음의 음압(音壓)을 구해서 곡선으로 연결한 것이고, 라우드니스의 등감도 곡선이라고도 불리어진다. 또한, 상기 등-라우드니스 곡선은 제 12 도에 도시한 최소 가청곡선(RC)과 대략 같은 곡선을 그린 것이다. 상기 등-라우드니스 곡선에 있어서는, 예를 들어 4kHz 부근에서는 1kHz의 지점보다 음압이 8~10dB 내려가도 1kHz와 같은 크기로 들을 수 있고, 역으로 50Hz 부근에서는 1kHz에서의 음압보다도 약 15dB 높지 않으면 동일 크기로 들을 수 없다. 이 때문에, 상기 최소 가청 곡선의 레벨을 초과한 잡음(허용 잡음 레벨)은 상기 등-라우드니스 곡선에 따른 곡선에서 주어지는 주파수 특성을 갖도록 하는 것이 양호함을 알 수 있다. 이와 같기 때문에, 상기 등-라우드니스 곡선을 고려하여 상기 허용 잡음 레벨을 보정하는 것은 인간의 청각 특성에 적합함을 알 수 있다.

<124> 여기서, 보정 정보 출력 회로(910)로 하여, 상기 적응 비트 할당 부호화 회로(210, 211, 212)에서의 양자화 시의 출력 정보량(데이타 량)의 검출 출력과, 최종 부호화 데이타의 비트 비율 목표치와의 오차의 정보에 기초하여, 상기 허용 잡음 레벨을 보정하도록 하여도 무방하다. 이것은, 모든 비트 할당 단위 블럭에 대해 미리 일시적인 적응 비트 할당을 행하여 얻은 총 비트 수가, 최종적인 부호화 출력 데이타의 비트 비율에 의해 정해지는 일정한 비트 수(목표치)에 대해 오차를 갖는 것이 있고, 그 오차분을 0으로 하도록 재차 비트 할당을 하는 것이다. 즉, 목표치보다도 총 할당 비트 수가 적을 때에는 차의 비트수를 각 단위 블럭으로 할당하여 부가하도록 하고, 목표치보다도 총 할당 비트 수가 많을 때에는 차의 비트 수를 각 단위 블럭으로 할당하여 삭감하도록 한 것이다.

<125> 이와 같은 것을 행하기 위해, 보정 정보 출력 회로 (910)는 상기 총 할당 비트 수의 상기 목표치로부터의 오차를 검출하고, 상기 오차 데이타에 따라 각 할당 비트 수를 보정하기 위한 보정 데이타를 출력한다. 여기서, 상기 오차 데이타가 비트 수 부족을 나타내는 경우는, 상기 단위 블럭당 많은 비트 수가 사용되는 것으로 상기 데이터 량이 상기 목표치보다도 많게 되어 있는 경우를 고려한 것이 된다. 또한, 오차 데이타가 비트 수 나머지를 나타내는 데이타인 경우는, 상기 단위 블럭당 적은 비트 수로 끝나고, 상기 데이터 량이 상기 목표치보다도 적게되어 있는 경우를 고려한 것이 된다.

<126> 따라서, 상기 보정 정보 출력 회로(910)에서는, 상기 오차 데이타에 따라, 상기 감산기(907)로부터의 출력에 있어서의 허용 잡음 레벨을, 예를 들어 상기 등-라우드니스 곡선의 정보 데이타에 기초하여 보정시키기 위한 상기 보정치의 데이타가 출력되도록 된다, 상술한 바와 같은 보정치가 상기 허용 잡음 보정 회로(911)에 공급되는 것으로, 상기 감산기(907)로부터의 허용 잡음 레벨이 보정된다. 이상 설명한 바와 같은 시스템에서는 메인 정보로서 직교 변환 출력 스펙트럼을 서브 정보에 의해 처리한 데이타와 서브 정보로서 블럭 플로팅의 상대를 나타내는 스케일 팩터(scale factor), 언어의 길이를 나타내는 워드 길이(word length)가 얻어지고, 엔코더로부터 디코더에 전송된다.

<127> 제 13 도에, 제 1 도에 있어서의 ATC 디코더(73) 즉, 상술된 바와 같이 고능률 부호화된 신호를 다시 복호화하기 위한 복호화 회로의 구체적인 구성을 도시한다. 각 대역의 양자화된 MDCT 계수, 즉 제 2 도에 있어서의 출력단자(213, 214, 215)의 출력 신호와 등가인 데이타가 입력 단자(300, 302, 304)를 거쳐서, 사용된 블럭 사이즈 정보, 즉 제 2 도에 있어서의 출력 단자(216, 217, 218)의 출력 신호와 등가의 데이타가 입력 단자(301, 303, 305)를 거쳐서 복호화 회로(306, 307, 308)에 공급된다. 복호화 회로(306, 307, 308)는 적응 비트 할당 정보를 이용하여 비트 할당을 제거한다. 다음으로, IMDCT 회로(309, 310, 311)는 주파수축 상의 신호를 시간축 상의 신호로 변환한다. 이들의 부분대역의 시간축상 신호는 IQMF 회로(312, 313)에 의해, 전체 대역 신호에 복호화되고, 출력 단자(314)를 거쳐서 제 1 도에 도시한 D/A 변환기(74)로 출력된다.

<128> 또한, 본 발명은 상기 실시예에만 한정되는 것이 아니고, 예를 들어, 상기의 기록 재생 매체와 상기 빠른 기록 재생 매체와는 일체화되어 있을 필요는 없고 그 사이를 데이타 전송용 회선 등으로 묶는 것도 가능하다.

<129> 또한, 예를 들어, 오디오 PCM 신호만이 아니라, 디지탈 음성(speech) 신호나 디지탈 오디오 신호 등의 신호 처리 장치에도 적용 가능하다. 또한, 상술한 최소 가청 곡선의 합성 처리를 행하지 않은 구성으로 하여도 무방하다. 상기 경우에는 제 9 도 중 최소 가청 곡선 발생 회로(909), 합성 회로(906)가 불필요하게 되고, 상기 감산기(905)로부터의 출력은 곧바로 감산기(907)에 공급되어진다.

<130> 또한, 비트 배분 수법은 각양 각색이고, 가장 간단하게는 고정된 비트 배분 또는 신호의 각 대역 에너지에 의한 간단한 비트 배분 또는 고정분과 가변분을 조합한 비트 배분 등을 사용할 수 있다.

<131> 이상의 설명에서도 명확해지듯이, 본 발명에 있어서는, 입력 신호의 급격한 진폭 변화에 대해, 직교 변환 블럭의 시간적 사이즈 및 윈도우 형상을 변화시킬 때에, 채널간에 있어서 어느 정도 상관이 높다고 판단한 경우에는, 각 채널의 직교 변환 블럭의 시간적 길이를 동일한 것으로 함으로써, 채널간에 있어서의 음절차의 발생을 억제하고, 음상 정위감 등을 향상할 수 있고, 양호한 음질을 얻을 수 있다. 상기에 의해, 동일한 비트 비율에 있어서, 보다 양호한 음질을 얻는 것이 가능하게 된다. 또한, 동등의 음질을 얻기 때문에, 보다 낮은 비트 비율로 실시 가능하게 된다.

<132> 즉, 본 발명에 있어서는 시간적으로 변동하는 정보 신호의 압축에 대해, 청감적으로도 바람직한 처리 블럭의 시간적 길이의 결정 수법의 제공을 가능하게 하고, 청감상, 양호한 음질에서의 고능률 압축, 신장을 행하는 것이 가능하게 된다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

정보를 나타내는 신호들을 처리하기 위한 방법에 있어서,

정보 압축이 처리 블럭 단위로 입력 신호들 상에서 실행될 수 있도록 적어도 두 개의 입력 신호들 각각이 상기 입력 신호들의 특성에 응답하여 적응적으로 변화되는 길이들을 갖는 처리 블럭들로 분할되고, 상기 입력 신호들은 상기 정보의 적어도 두 개의 채널들을 결정하고, 상기 입력 신호들 각각은 상기 채널들 중 다른 하나를 결정하며, 상기 방법은,

상기 입력 신호들의 부분들 사이에 높은 상관 관계가 있을 때, 상기 입력 신호들의 상기 부분들에 대한 상기 처리 블럭들은 적어도 실질적으로 동등한 길이들이 되도록 상기 입력 신호들 각각에 대한 상기 처리 블럭들의 길이들을 설정하는 단계를 포함하는, 신호 처리 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

적어도 두 개의 입력 신호들에 대한 상기 처리 블럭들은 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 사이의 높은 상관 관계의 각 순간(each instant of time)에서 길이가 동일하도록 설정되는, 신호 처리 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

적어도 두 개의 입력 신호들 사이의 상관 관계를 조사하는 단계, 및 그 상관 관계가 높다고 판단되었을 때에만, 상기 적어도 두 개의 입력 신호들에 대한 상기 처리 블럭들의 길이가 적어도 실질적으로 동일한 길이가 되도록 설정하는 단계를 포함하는, 신호 처리 방법.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 상관 관계는 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 각각의 적어도 일부를 처리함으로적 적어도 하나의 상관 계수를 결정하는 단계, 및 상기 적어도 두 개의 입력 신호들의 파워, 에너지, 에너지 피크로 이루어진 그룹으로부터 선택된 하나를 지시하는 신호들을 비교하는 단계 중 적어도 하나에 기초하여 조사되는, 신호 처리 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 상관 관계는 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 중 제 1 신호의 처리 블록들 중 하나와 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 중 각각 다른 하나의 신호의 부분들을 처리함으로써 조사되는, 신호 처리 방법.

청구항 6

제 4 항에 있어서,

상기 상관 관계는 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 각각의 처리 블럭과 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 각각의 또 다른 처리 블럭을 처리함으로써 적어도 하나의 상관 계수를 결정하는 것에 기초하여 조사되는, 신호 처리 방법.

청구항 7

제 4 항에 있어서,

상기 처리 블럭들의 길이들은 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 중 제 1 신호의 인접 처리 블럭들과 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 중 또 다른 신호의 동시각의 처리 블럭들 사이의 상관 관계의 조사에 응답하여 서로 동일하도록 설정되는, 신호 처리 방법.

청구항 8

제 3 항 내지 제 7 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 상관 관계는 채널간(inter-channel) 상관 계수들을 이용하여 조사되는, 신호 처리 방법.

청구항 9

정보 압축용 장치에 있어서,

입력 신호들을 처리 블럭들로 분할하기 위한 블럭 분할 수단으로서, 상기 입력 신호들은 적어도 두 개의 정보 채널들을 결정하고, 입력 신호들 각각은 상기 채널들 중 다른 하나를 결정하고, 상기 블럭 분할 수단은 상기 입력 신호들의 부분들 사이에 높은 상관 관계가 있을 경우, 상기 입력 신호들의 상기 부분들에 대한 상기 처리 블럭들은 적어도 실질적으로 동일한 길이가 되도록 상기 처리 블럭들의 길이들을 결정하도록 구성되어 있는, 상기 블럭 분할 수단, 및

상기 입력 신호들을 처리 블럭 단위로 압축하기 위한 수단을 포함하는, 정보 압축용 장치.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

적어도 두 개의 입력 신호들에 대한 처리 블럭들은 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 사이의 높

은 상관 관계의 각 순간에서 길이가 동일한, 정보 압축용 장치.

청구항 11

제 9 항에 있어서,

상기 블럭 분할 수단은 적어도 두 개의 입력 신호들 사이의 상관 관계를 계산하고, 그 상관 관계가 높다고 판단될 때에만, 상기 적어도 두 개의 입력 신호들에 대한 상기 처리 블럭들의 길이들이 적어도 실질적으로 동일하도록 상기 길이들을 설정하기 위한 수단을 포함하는, 정보 압축용 장치.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 상관 관계를 계산하기 위한 수단은 상기 적어도 두 개의 입력 신호들에서의 변화들과 상기 적어도 두 개의 입력 신호들의 파워 정보, 에너지 정보 및 피크 정보로 이루어진 그룹으로부터 선택된 하나의 정보 중 적어도 하나를 계산하기 위한 변화 계산 수단을 포함하고, 상기 상관 관계를 계산하기 위한 수단은 상기 변화 계산 수단에 의한 계산 결과들에 기초하여 상기 상관 관계를 계산하는, 정보 압축용 장치.

청구항 13

제 11 항에 있어서,

상기 상관 관계를 계산하기 위한 수단은 상기 적어도 두 개의 입력 신호들 각각의 적어도 일부를 처리하고, 상기 적어도 두 개의 입력 신호들의 파워, 에너지, 에너지 피크로 이루어진 그룹 중 선택된 하나를 나타내는 신호들을 비교함으로써, 적어도 하나의 채널간 상관 계수를 결정하기 위한 수단을 포함하는 정보 압축용 장치.

청구항 14

제 11 항에 있어서,

상기 블럭 분할 수단은 상기 처리 블럭들의 상기 길이들을 결정하는데 사용하기 위한 적어도 하나의 입력 신호들에 응답하는 미리 설정된 마스킹 효과의 정도를 계산하는, 정보 압축용 장치.

청구항 15

적어도 두 개의 채널의 입력 신호에 적응하여 처리 블럭의 길이를 가변하는 동시에, 동시각의 각 채널에서는 동일의 길이로 된 처리 블럭 단위로, 소정의 압축 처리가 실행된 각 채널의 압축 정보를 신장하는 압축 정보 신장 장치에 있어서,

상기 각 채널에서 소정의 압축 처리에 대응하는 신장 처리를 행하는 신장 처리 수단과,

상기 신장 처리 수단으로부터의 가변 길이의 처리 블럭을 각 채널로 합성하는 합성 수단을 갖는 것을 특징으로 하는 압축 정보 신장 장치.

청구항 16

적어도 두 개의 채널의 각 입력 신호를 처리 블럭으로 분할할 때, 각 채널의 입력 신호에 적응하여 처리 블럭의 길이를 가변하는 동시에 동시각에 있어서의 각 채널의 상기 처리 블럭의 길이에 관해서는 동일하게 하는 블럭 분할 수단과,

상기 처리 블럭 단위의 신호에 대해 소정의 정보 압축 처리를 실시하는 정보 압축 수단, 및

상기 정보 압축 수단에 의한 압축 정보를 기록 매체에 기록하거나 전송 매체에 전송하는 기록/전송 수단을 갖는 것을 특징으로 하는 압축 정보 기록/전송 장치.

요약

[구성] 채널 신호의 파워를 산출하는 파워 산출 회로(404~406)와, 파워 산출 결과를 비교하는 비교회로(409)와, 상기 비교 결과를 처리 블럭 사이즈를 결정하는 판정 회로(412, 413, 144)와, 채널간 상관 관계를 계산하는 채널 상관계수 산출 회로(411)를 갖고, 채널간에 있어서 신호의 상관 관계가 높은 경우에는 상기 처리 블럭에 대한 마스킹 효과를 산출하고, 마스킹 효과를 얻은 경우에는 각 채널 전부의 직교 변환 블럭 사이즈를 시간적으로 길게 또한 같은 길이로, 마스킹 효과를 얻지 못한 경우에는 각 채널전부의 직교 변환 블럭 사이즈를 시간적으로 짧게 또한 같은 길이로 한다.

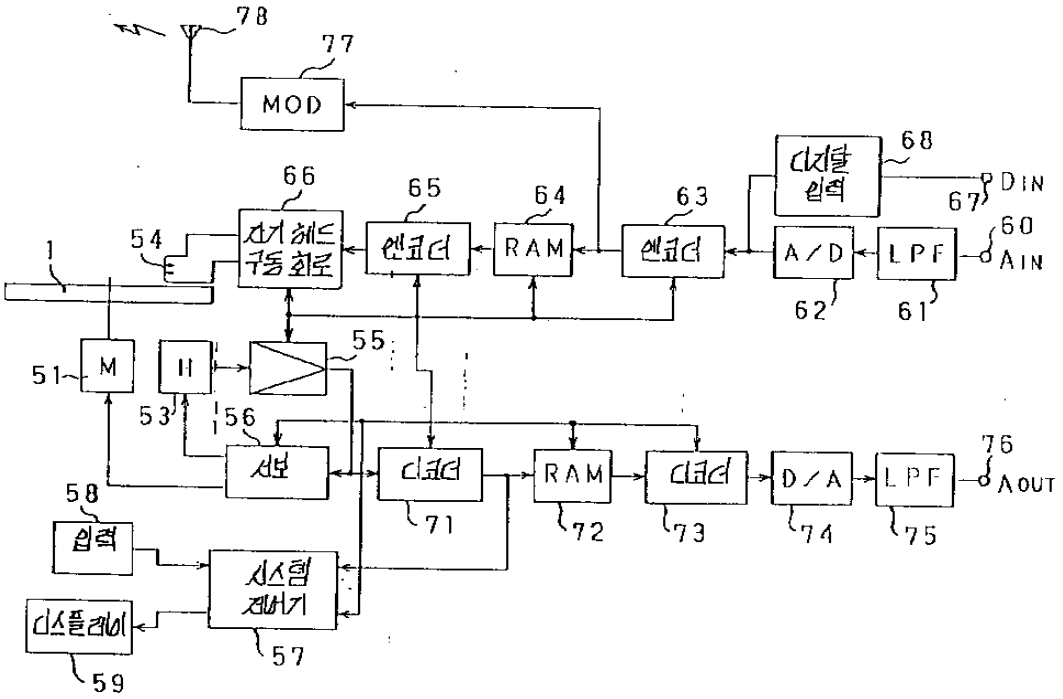
[효과] 시간적으로 변등하는 정보 신호의 압축애 대해, 청감적으로도 바람직한 처리 블럭의 시간적 길이의 결정 수법의 제공을 가능하게 하고, 청감상, 양호한 음질로의 고능률 압축, 신장을 행하는 것이 가능하게 된다.

대표도

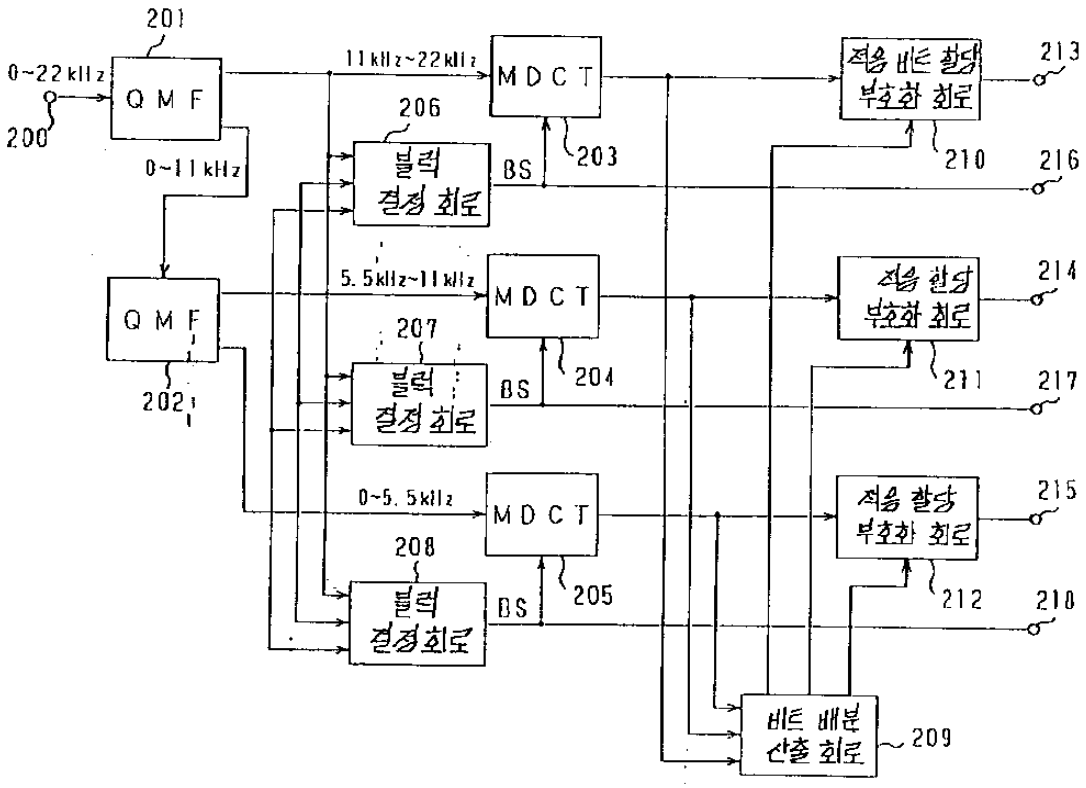
도4

도면

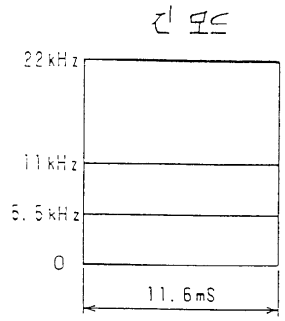
도면1


78
77
MOD
66
65
64
63
68
디지털 입력
DIN
67
60
AIN
54
1
자기 헤드 구동 회로
엔코더
RAM
엔코더
A/D
LPF
62
61
55
51
M
53
56
서보
디코더
RAM
디코더
D/A
LPF
76
AOUT
58
입력
71
72
73
74
75
시스템 제어기
디스플레이
57
59

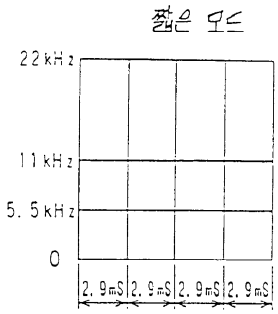
도면2


201
0~22kHz
QMF
200
11kHz~22kHz
MDCT
203
206
블럭 결정 회로
BS
적응 비트 할당 부호화 회로
213
210
216
0~11kHz
5.5kHz~11kHz
QMF
202
MDCT
204
207
블럭 결정 회로
BS
적응 할당 부호화 회로
214
211
217
0~5.5kHz
MDCT
205
208
블럭 결정 회로
BS
적응 할당 부호화 회로
215
212
218
비트 배분 산출 회로
209

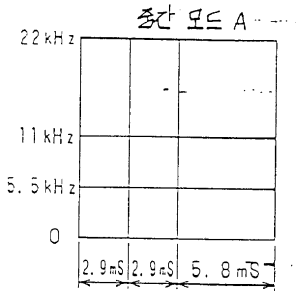
도면3A



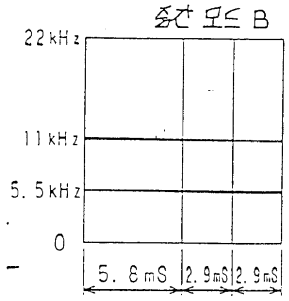
도면3B



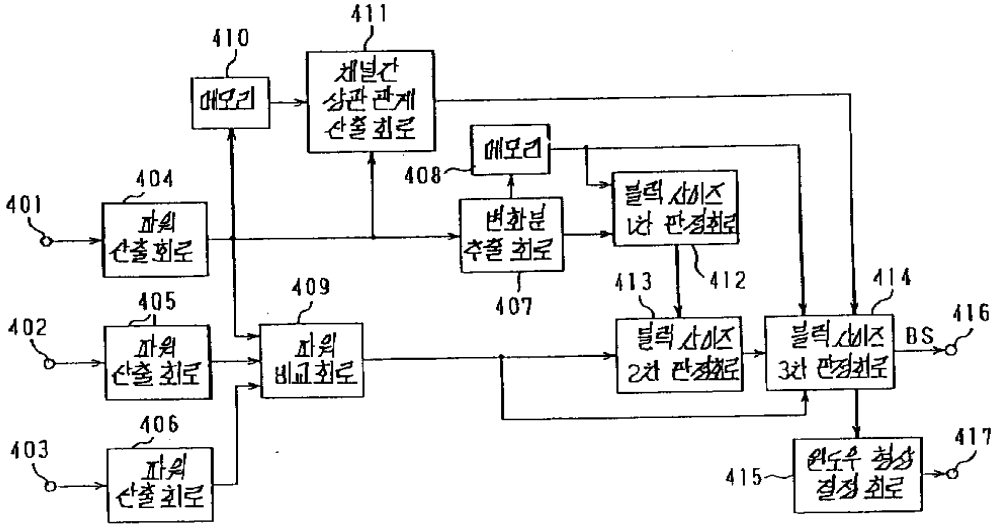
도면3C



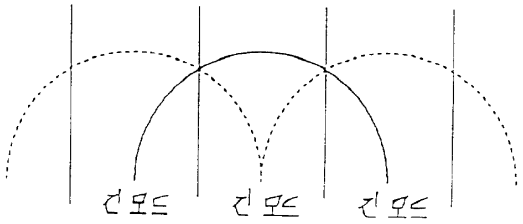
도면3D



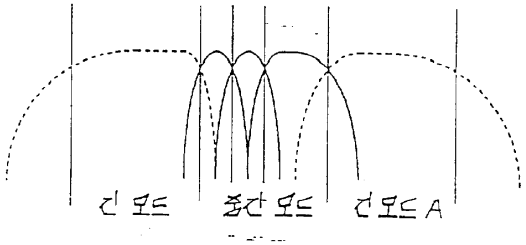
도면4



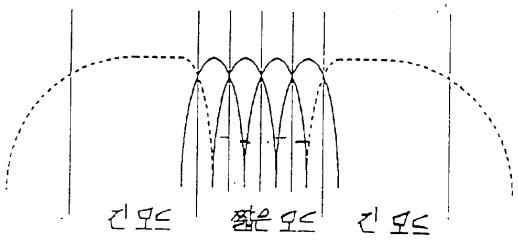
도면5A



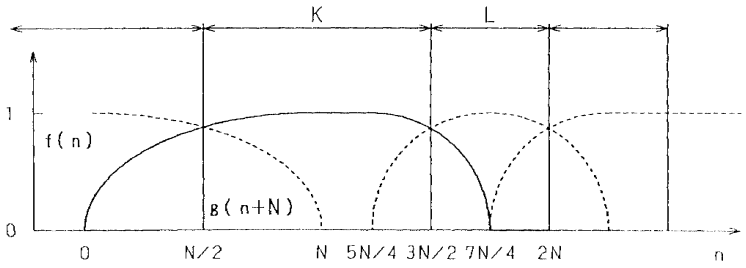
도면5B



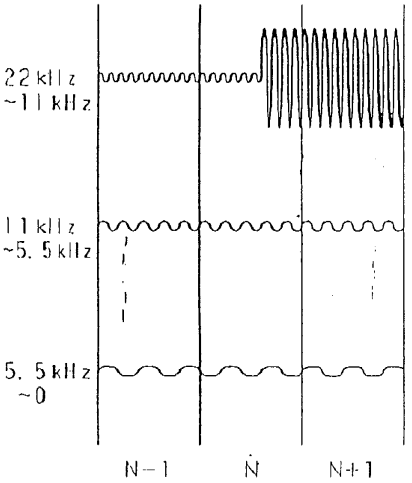
도면5C



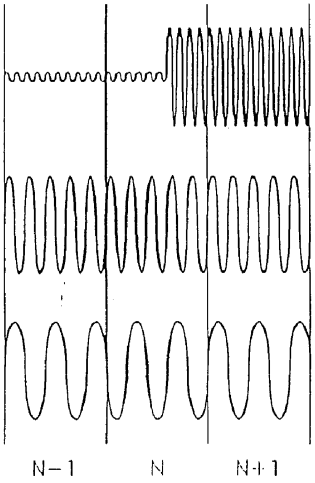
도면6



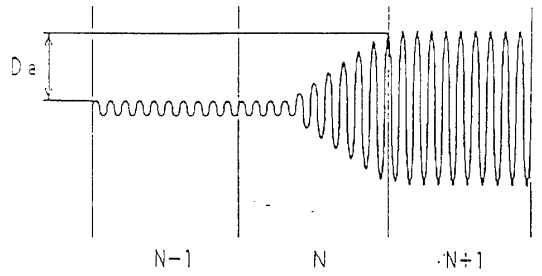
도면7A



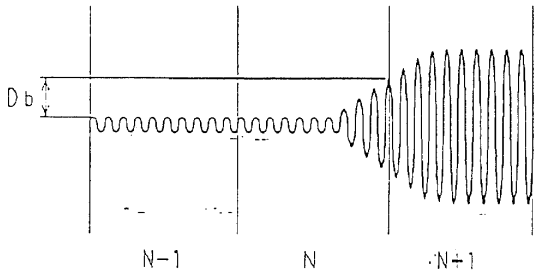
도면7B



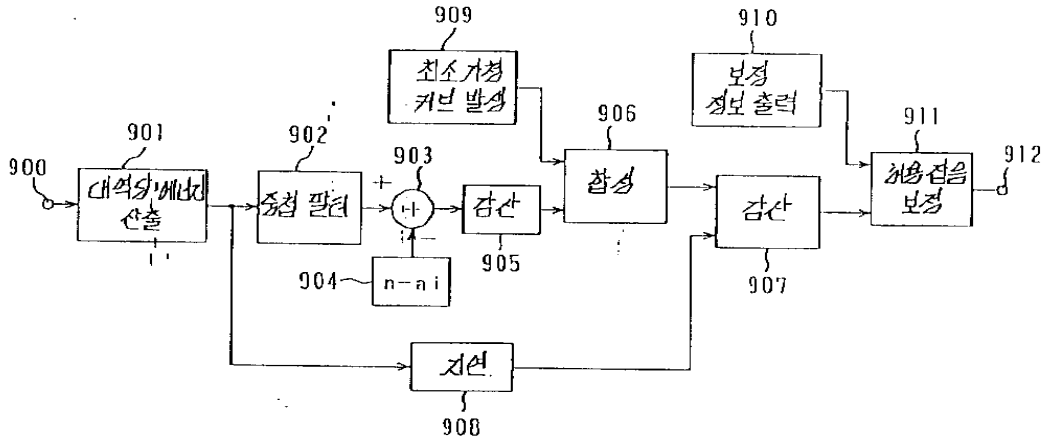
도면8A



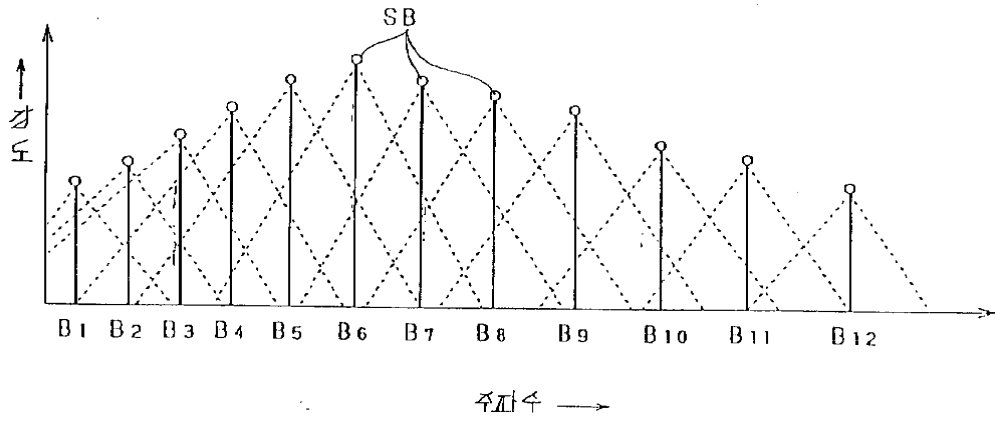
도면8B



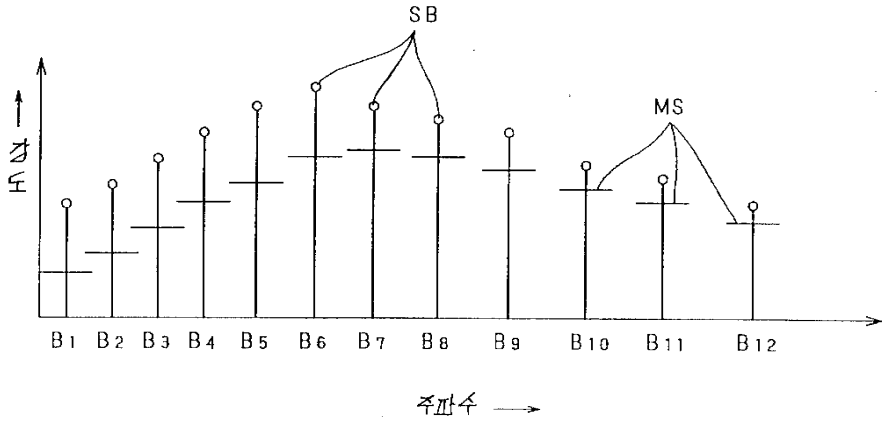
도면9



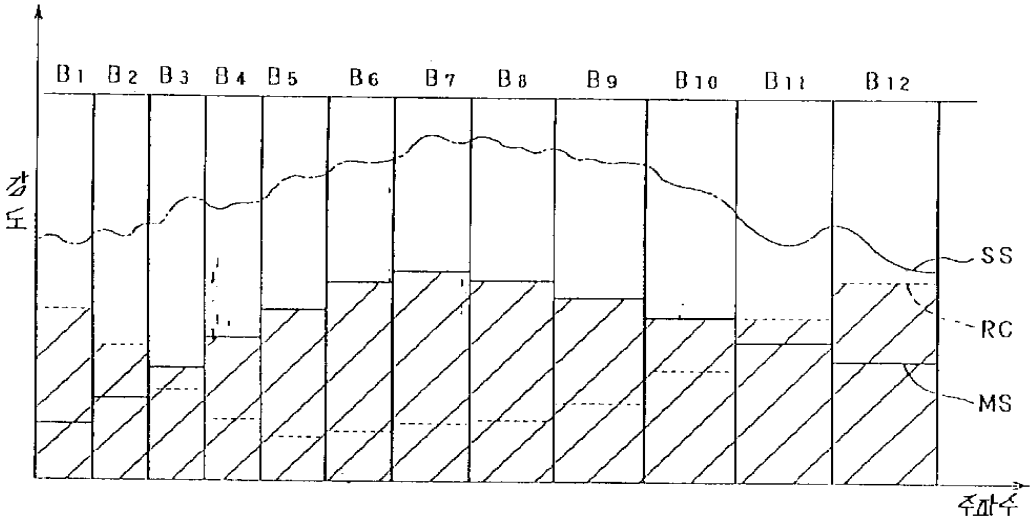
도면10



도면11



도면12



도면13

