

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. ⁸ H04H 1/00 (2006.01)		(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2006년02월08일 10-0550709 2006년02월02일
(21) 출원번호	10-2000-7010675	(65) 공개번호	10-2001-0042188
(22) 출원일자	2000년09월26일	(43) 공개일자	2001년05월25일
번역문 제출일자	2000년09월26일		
(86) 국제출원번호	PCT/US1999/004329	(87) 국제공개번호	WO 1999/50981
국제출원일자	1999년02월24일	국제공개일자	1999년10월07일
(81) 지정국			
<p>국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바르바도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그라나다, 그루지야, 가나, 감비아, 크로아티아, 헝가리, 인도네시아, 이스라엘, 인도, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르기즈스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 슬로베니아, 슬로바키아, 시에라리온, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 세르비아 앤 몬테네그로, 짐바브웨,</p> <p>AP ARIPO특허 : 가나, 감비아, 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 짐바브웨,</p> <p>EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기즈스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크멘,</p> <p>EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 사이프러스, 독일, 덴마크, 스페인, 핀란드, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴,</p> <p>OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베닌, 중앙아프리카, 콩고, 코트디부아르, 카메룬, 가봉, 기니, 기니 비사우, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고,</p>			
(30) 우선권주장	09/049,140	1998년03월27일	미국(US)
(73) 특허권자	아이비큐티 디지털 코퍼레이션 미국 메릴랜드주 21045 콜롬비아 스위트 202 스탠포드 불러바드 8865		
(72) 발명자	크로저브라이언더블유 미국메릴랜드주21784시케스빌엠버우드즈웨이12813		
	스테릭로이알 미국메릴랜드주21046콜롬비아머라이힐로드7545		
	캠마라타데니스엠 미국메릴랜드주21117오웍스밀롱레이크드라이브12087		
(74) 대리인	김창세 장성구		

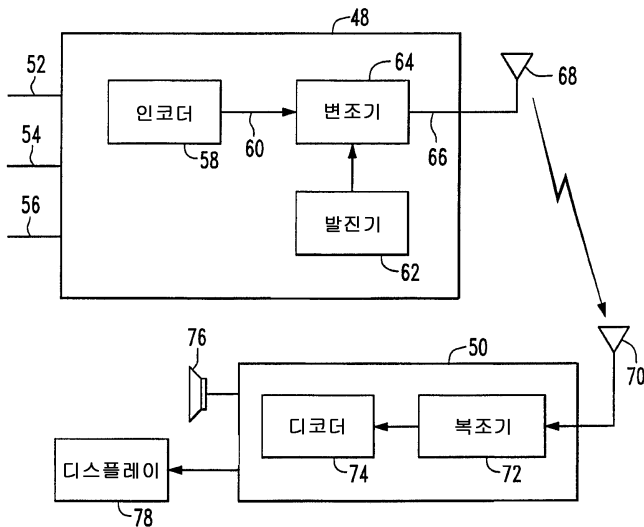
심사관 : 김기완

(54) 파괴가능한 컨벌루셔널 코드를 이용하는 디지털 오디오 방송 방법, 라디오 주파수 송신기 및 수신기, 라디오 주파수 신호 수신 방법 및 방송 시스템

요약

방송 방법은 파괴불가능한 비트들 및 파괴가능한 비트들을 갖는 컨벌루셔널 코드들을 이용하여 프로그램물을 인코드하고 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들(80)을 그 컨벌루셔널 코드들로 변조한다. 파괴불가능한 비트들은 캐리어들의 제 1 그룹(30)에 의해 반송되고, 파괴가능한 비트들은 캐리어들의 제 2 그룹(28)에 의해 반송되는데, 캐리어 신호들의 제 1 그룹은 캐리어 신호들의 제 2 그룹보다 간섭에 영향을 덜 받는다. 캐리어 신호들은 이어서 제 2 그룹에 있는 캐리어들이 손상되었는지를 판정하고 손상된 것으로 판정된 캐리어들 중의 임의의 캐리어에 의해 반송된 파괴 비트를 소거하는 수신기에 신호를 방송한다. 이는 프로그램물을 복구하기 위해 후속으로 디코딩되는 파괴 코드들을 생성한다.

대표도



명세서

기술분야

발명은 라디오 방송 (radio broadcasting)에 관한 것이며, 보다 상세하게는 FM 인-밴드-온 채널(IBOC: In-Band-On-Channel) 디지털 오디오 방송(DAB: Digital Audio Broadcasting)에서의 포워드(forward) 에러 보정 및 그러한 포워드 에러 보정을 이용하는 방송 시스템에 관한 것이다.

배경기술

디지털 오디오 방송은 기존의 아날로그 방송 포맷보다 우수한 디지털 품질의 오디오를 제공하는 매체이다. AM 및 FM IBOC DAB 모두는 디지털 변조 신호가 현재의 방송 아날로그 신호와 공존하는 하이브리드 포맷으로 전송될 수 있다. IBOC는 새로운 스펙트럼 할당을 필요로 하지 않는데, 이는 각 DAB 신호가 기존의 채널 할당의 동일 스펙트럼 마스크 내에서 동시에 전송되기 때문이다. IBOC는 스펙트럼의 경제성을 증진시킴과 아울러 방송국들이 그들의 현재의 청취자들에게 디지털 품질의 오디오를 제공할 수 있게 한다. 하이브리드 변조 포맷을 이용하는 FM IBOC 방송 시스템들이 특허번호 제5,465,396호, 제5,315,583호, 제5,278,844호 및 제 5,278,826호를 비롯한 여러 미국 특허들에 기술되어 있다. 또한, 미국 특허 번호 제 5,956,624호에도 FM IBOC DAB 시스템이 기술되어 있다.

IBOC DAB을 위한 직교 주파수 분할 멀티플렉스(OFDM) 기술이 개시되었다. OFDM 신호들은 공통의 심볼 속도로 모두 변조된 직교 이격된 캐리어들로 구성된다. 직교 펄스 심볼들(예컨대 BPSK, QPSK, 8PSK 또는 QAM)에 대한 주파수 이격은 그 심볼 속도와 같다. FM/DAB 신호들의 IBOC 전송에 있어, OFDM 서브 캐리어들의 잉여 집합들은 공존하는 아날로그 FM 캐리어들의 각 측에서 약 100KHZ 내지 200KHZ 내에 놓인다. DAB 파워(상위 또는 하위 측대역)는 FM 신호에 대해 약 -25dB로 설정된다. DAB 신호의 레벨 및 스펙트럼 점유는 DAB 서브 캐리어들에 대한 충분한 신호 대 잡음비(SNR)를 제공하는 동안 그의 FM 호스트에의 간섭을 제한하도록 설정된다. FM 캐리어와 약 $\pm 200\text{kHz}$ 로 이격된 제 1의 인접신호들이 DAB 신호를 저하시킬 수 있다. 그러나, 스테이션의 커버 영역내의 임의의 특정 지역에서, 제 1의 인접신호들이 모두 DAB와 크게 간섭할 가능성은 없다. 그러므로, 상위 및 하위 DAB 측대역은 동일한 잉여 정보를 반송하게 되어 이 정보를 통신하는 데는 단지 하나의 측대역만이 필요로 되게 된다. OFDM의 고유 장점에는 다중 경로 간섭에서도 영향을 받지 않으며, 선택적인 페이딩(fading)으로 인한 비-가우시안(non-gaussian)의 단기간의 잡음 또는 노치(notch) 내성을 갖는 것이 포함된다.

포워드 에러보정(FEC:Forward Error Correction) 및 인터리빙(interleaving)은 손상된 채널을 통해 전송된 디지털 정보의 신뢰성을 향상시킨다. 파괴된 코드들을 사용하는 포워드 에러 보정은 다른 이들에 의해 제안되었다. 예컨대, 미국 특허 번호 제 5,197,061호는 상이한 에러 방지 레벨에 관한 파괴 기법의 이용에 대해 개시한다. 또한, 1995년 6월 IEEE Trans. Comm.의 Vol. 43, No. 6, 페이지 2005-2009에 게재된 발표자 S. Kallel의 논문, "상보 파괴 컨벌루션(CPC : Complementary Punctured Convolution) 코드들 및 그들의 응용"을 참조 바란다. 상보 쌍 컨벌루션(CPC : Complementary Pair Convolution) FEC 코드 기법들은 동일한 코드화된 시퀀스를 간단히 재전송하는 것 대신에 상보 코드들을 이용하여 전송 신호들을 코딩하는 자동 반복 요청(ARQ : Automatic Repeat Request) 방식을 위해 개발되었다. CPC 코드들은 이전의 공지된 파괴(Puncturing) 기법들, 예컨대 1984년 3월 IEEE Trans. Comm., Vol. 32, 번호 3에 게재된 Y. Yasuda, K. Kashiki, Y. Hirata의 논문 "소프트 결정 비터비 디코딩을 위한 고속으로 파괴되는 컨벌루션 코드들(High-Rate Punctured Convolutional Codes for Soft Decision Viterbi Decoding)" 및 1988년 4월 IEEE Trans. Comm., Vol. 36, 번호 4, 페이지 389-400에 게재된 J. Hagenauer의 논문 "속도가 호환되게 파괴되는 컨벌루션 코드들 및 그들의 응용(Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes(RCPC Codes) and Their Applications)"에 따라 구성될 수 있다.

비터비 디코딩을 이용하는 컨벌루션 코드로부터의 비트들의 주기적인 파괴는 보다 높은 속도의 컨벌루션 코드들을 생성하는 유효한 수단이다. 속도가 호환되게 파괴되는 컨벌루션(RCPC) 코드들은 실제 효율적인 방식으로 채널 용량에 따라 코딩 이득 및 비트 에너지를 조정하는 매커니즘으로 인지되어왔다. 상기 Hagenauer 논문 또는 1997년 2월 IEEE Trans. Comm., Vol 45, 번호 2, 페이지 133-139에 게재된 M. Kim의 논문 "시스템적으로 파괴되는 컨벌루션 코드들(On Systematic Punctured Convolutional Codes)"을 참조바람. 이는 의도된 수신기가 그의 신호를 잡음 파워 속도(E_b/N_0)로 평가하여 그의 요망을 (복귀 경로를 통해) 송신기에 통신하여 비트당 에너지(E_b) 및 코딩 이득을 증가 또는 감소시키는 지점간 (비-방송) 자동 반복 요청(ARQ) 시스템에서 유용하게 활용된다. 송신기는 그의 코드 속도 R을 조정함으로써 응답한다. 이는 파괴된 컨벌루션 코드로 성취되는데, 여기서 모든 비트의 전송은 예컨대 "산업 표준" $K=7, R=1/2$ 코드 속도를 전형적으로 이용한다. 이와같은 비파괴된 코드의 경우에서, 최대 E_b 및 코딩 이득이 달성되는 것으로 여겨진다. 스펙트럼 및/또는 파워 효율을 향상시키기 위해, 송신기는 코드화된 비트들 중 일부의 전송(예컨대, 수신기 요청에서의 파괴)을 제거하여 결과적으로 높은 속도의 코드를 선택할 수 있다. 이와같은 파괴는 원래 비파괴된 코드에 비해 유효 E_b 및 코딩 이득을 낮추는 효과를 갖게 되지만은 그러나 이 파괴된 코드는 여전히 보다 효율적인 방식으로 채널을 통해 정보를 성공적으로 전송할 수 있다.

소정의 코드 속도에서 최상의 성능 유지를 위해, 코드화된 시퀀스에서 비트들의 특정 패턴이 파괴된다. 불행하게도, 높은 속도의 코드들의 파괴 패턴은 낮은 속도의 코드들에 대해 파괴된 모든 비트들을 포함하지 않는다. Hagenauer은 그의 RCPC 코드들의 파괴 패턴들이 최적이지만 속도가 호환되지 않는 파괴 패턴들에 비해 손상이 거의 없는 낮은 속도의 코드들의 모든 파괴 패턴을 포함할 수 있음을 제시하였다. 그러므로, 코드 속도는 동일 패턴의 파괴 비트들 중 많은 비트들을 파괴함으로써 간단히 원래의 $R=1/2$ 코드로부터 증가될 수 있다. 높은 속도의 코드들은 낮은 속도의 코드들의 비트들의 서브세트이다.

VHF FM-밴드 IBOC DAB 채널에서의 간섭 환경은 일반적으로 DAB 채널이 다음의 두 개의 서브채널의 서브세트로 양분될 수 있다는 점이다. 즉, (a) 다른 스테이션의 신호들로부터 간섭이 비교적 없는 스펙트럼의 영역들로 구성되며 손상으로서 다중 경로 페이딩이 있는 열적(thermal) 또는 배경 잡음이 제한되는 것을 특징으로 하는 신뢰할 수 있는 부분과 (b) 상기 신뢰할 수 있는 부분과 유사하게 다른 시간에 (또는 대부분의 지리적 위치들에 대해) 전송된 비트들을 파괴하는 간섭이 큰 간헐적인 구간들을 갖는 스펙트럼 영역으로 구성되는 신뢰할 수 없는 부분이다. AM 대역 IBOC DAB도 유사한 특징을 나타낸다.

종래 기술은 이러한 환경에서 데이터를 전송하기 위한 두 가지 기본 전략, 즉, (1) 단순히 채널이 신뢰할 수 없는 부분을 사용하지 않는 것으로 이에 따라 그 시간 동안 신뢰할 수 없는 부분이 명백하고 이용될 수 있는 동안의 시간을 필수적으로 버리거나, 또는 (2) 요구된 비트 에러 속도(BER)를 보장하고 스펙트럼의 상기 신뢰할 수 있는 부분 및 신뢰할 수 없는 부분에 걸쳐 증대된 대역폭을 균등하게 확장시키기 위해, 충분히 낮은 속도의 코드(및 적절히 증가된 코드화된 비트 속도)를 사용하는 것 중의 하나를 사용한다. 이는 OFDM 시스템에서 OFDM 캐리어들의 비트를 균일하게 할당하거나 또는 단일의 캐리어 시스템의 원래의 비트 속도를 증대시킴으로써 행해진다. 이는 채널의 신뢰할 수 없는 부분을 사용하며 또한 채널의 신뢰할 수 없는 부분에서 심한 간섭이 발생할 때 BER 패널티(penalty)(가능하게는 파멸(catastrophic))를 야기한다. 간섭에 따라, 제 2의 대안은 제 1의 것보다 더 나을 수도 있고 그렇지 않을 수도 있다.

발명의 개요

본 발명은 특별한 코드화 및 에러 처리를 통해 불균일한 간섭을 해결하여 성능을 보다 향상시키고자 하는 것이다. 본 발명의 방송 방법은 비파괴 비트 및 파괴비트를 갖는 컨벌루션 인코더를 이용하여 프로그램물을 인코딩하고, 그 컨벌루션 인코더들을 통해 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들을 변조한다. 비 파괴 비트들은 제 1 그룹의 캐리어 신호에 의해 방송되고, 파괴 비트들은 제 2 그룹의 캐리어 신호에 의해 방송되는데, 제 1 그룹의 캐리어 신호들은 제 2 그룹의 캐리어 신호들에 비해 간섭을 덜 받는다. 이들 캐리어 신호들은 수신기에 방송되며, 이 수신기는 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지 여부를 판정하고 손상된 것으로 판정된 소정의 캐리어 신호들에 의해 방송된 파괴 비트를 소거한다. 이는 이후에 프로그램물을 복구하도록 디코딩되는 파괴 코드들을 생성한다.

본 발명은 또한 본 발명의 방법에 따라 동작하는 송신기 및 수신기를 포함한다. 본 발명은 직교 주파수 분할 멀티플렉싱을 이용하여 인-밴드-온-채널 디지털 오디오 방송 시스템의 간섭환경에서 비트 에러 속도를 개선시켜주는 FEC 코딩 기법을 제공한다. 이는 직교 주파수 분할 멀티플렉싱 방송 시스템에서 불균일 간섭으로부터 간섭의 영향을 완화시켜준다.

도면의 간단한 설명

도 1은 제 1의 인접 채널 간섭기를 갖는, DAB신호를 방송하는 호스트 FM 라디오 스테이션의 주파수 스펙트럼에 대한 개략도.

도 2는 $K=7$, $R=1/2$ 의 컨벌루션 인코더의 개략도.

도 3은 본 발명의 방법에 따라 동작하는 송신기 및 수신기의 개략적 기능 블록선도.

도 4는 수신기, 디인터리버, 순방향 에러보정 디코더를 통한 비트들에 대한 매핑 및 처리를 보이는 기능 블록선도.

도 5는 $K=7$, $R=1/3$ 의 컨벌루션 인코더의 개략도.

도 6 및 6a는 본 발명에 이용될 수 있는 블록 코드 어레이의 개략도.

실시예

바람직한 실시예의 특별한 응용은 인-밴드-온-채널 (IBOC) 디지털 오디오 방송(DAB)시스템인데, 여기서 호스트 FM 캐리어로부터 가장 멀리 떨어진 외곽 OFDM 서브 캐리어들은 제 1의 인접채널들, 가능하게는 제 2 인접 채널들로부터 파괴적인 간섭을 받는다. 전형적인 FM-대역 DAB 시나리오에서의 간섭환경의 예시를 도 1에 나타냈다(축적으로는 나타내지 않음). 도 1은 본 발명을 활용할 수 있는 하이브리드 FM IBOC DAB 신호(10)에 대한 신호 성분들의 주파수 할당(주파수 배치) 및 상대적인 파워 스펙트럼 밀도의 개략도이다. 이 하이브리드 포맷은 FM-대역 채널(18)의 중앙, 즉 중앙 주파수 대역 부분(16)에 일반적으로 위치되는 삼각형(14)으로 표시된 파워 스펙트럼 밀도를 갖는 통상적인 FM 스테레오 아날로그 신호(12)를 포함한다. 전형적인 아날로그 FM 방송 신호의 파워 스펙트럼 밀도(PSD)는 중앙 주파수로부터 약 -0.35 dB/kHz의 기울기를 갖는 거의 삼각형이다. 복수의 디지털 변조된, 고르게 이격된 서브 캐리어들이 상위 측대역(20) 및 하위 측대역(22)에 있는 아날로그 FM 신호의 한 측에 위치되어 아날로그 FM 신호와 동시에 전송된다.

만일 나타나는 경우, 인접 FM 채널(24)(즉, 제 1의 인접 FM 신호들)로부터의 신호들이 관심 채널의 중앙으로부터 200kHz의 공간에 위치된다. 인-밴드 및 제 1 인접 FM 스테이션 캐리어들은 그들의 각 FM 캐리어들이 DAB 채널내로 들어가고 이로부터 나올 때 평균적으로 DAB 채널을 스펙트럼으로 오버랩한다. 이와 같은 잠정적인 스펙트럼 오버랩의 결과

로 그 오버랩의 영향을 받는 스펙트럼의 부분에 위치한 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어들이 손상되게 된다. 그러므로, 상위 측대역(영역 (26, 28)상의)의 단에 놓이는 캐리어들은 상위 측대역(영역 (30)상의)의 중앙에 놓이는 캐리어들보다 간섭을 더 받게 된다. 하위 측대역에는 아날로그 FM 신호 및 관심 채널의 다른 측에 있는 제 1의 인접 FM 신호들로부터 유사한 스펙트럼 오버랩이 가해지게 된다. 간섭 영역들 내에 놓이는 캐리어들이 전체 채널들을 향상시키는데 이용될 수도 있다. 하이브리드 시스템에 있어서, 각 측대역의 OFDM 변조된 서브캐리어들에서의 전체 DAB 파워는 그의 호스트 아날로그 FM 파워에 비해 약 -25dB로 설정된다.

본 발명의 방법은 파괴 코드를 이용하며, 파괴 비트를 비파괴 비트들로부터 분리하여 그 비트를 그 채널의 신뢰할 수 없는 부분에 넣는다. 파괴 코드들은 파괴 비트로 불리는 비트들을 이용하는 코드로서, 이들은 비록 소거되더라도 인코딩된 데이터의 복구를 가능케 하지만은 원래의 비파괴 코드들과 비교하여 에러 보정 능력이 감소된다. 코드화 이득의 실질적인 손상 없이는 소거될 수 없는 다른 비트들은 비파괴 비트로 불린다.

파괴 비트들은 파괴 비트들을 채널의 신뢰할 수 없는 부분에 넣음으로써 비파괴 비트들로부터 분리된다. 따라서, 수신기에서 이들 비트들이 소거될 때, 전체 채널의 성능은 자체적으로 채널의 신뢰할 수 있는 부분의 성능보다 악화되지 않는다. 그러나, 이들이 소거되지 않을 때, 이들은 채널의 신뢰할 수 있는 부분의 BER을 감소시키는데 기여하여 그의 성능을 채널의 신뢰할 수 있는 부분의 성능이상으로 향상시켜준다. 실제로, 이와 같은 기법은 채널의 신뢰할 수 없는 부분에서의 클리어 주기가 간섭주기동안 증가된 BER로 인한 패널티 없이 전체 채널의 BER 성능을 향상시키는데 이용될 수 있게 해준다.

여기에 설명하는 기법은 수신기가 간섭이 특별한 OFDM 캐리어들을 손상시키기에 충분히 높다고 판정한 후, 그 수신기로 하여금 그 OFDM 캐리어들로부터 소프트한 심볼들을 적절히 소거할 수 있게 해준다. 여기에 이용되는 특별한 FEC 코드화 기법은 코드화 이득에서의 과도한 손상없이 특별한 비트들을 파괴 또는 소거할 수 있는 능력을 증진시킨다.

Hagenauer의 상기 참조 논문의 RCPC 코드화 기법은 서브 채널들을 통한 간섭이 균일하지 않지만 어떤 개별 수신기에서 불균일한 (비백색의) 간섭 또는 잡음의 평가를 통해 예측이 가능한 OFDM 방송 채널에서의 응용을 위해 변형될 수 있다. 이 경우에, 송신기는 (비 파괴된) 모든 코드화된 비트들을 전송한다. 그러나, 컨벌루션 인코딩된 비트들은 가능한 한 파괴 가능 비트들이 가장 손상되기 쉬운 OFDM 서브 캐리어를 통해 전송되도록 배열될 것이다. 파괴불가능한 인코딩된 비트들은 일반적으로 가장 신뢰할 수 있는 서브 캐리어를 통해 전송될 것이다. 어떤 특별한 수신기는 특히 가장 손상되기 쉬운 서브 캐리어들에서 그의 개별간섭을 평가할 수 있다. 만일 수신기가 이들 서브 캐리어들에 충분히 높은 간섭 상태를 산정하는 경우 이는 디코딩에 앞서 이들 손상된 서브 캐리어들로부터 비트들을 소거하도록 결정할 것이다. 이 소거는 소거된 비트들의 소프트 결정 크기들을 제로(0)로 설정하는 것으로 구성된다. 이 소거들은 파괴가능한 비트들에서 수행되기 때문에 파괴와 동일한 결과가 송신기의 개입 없이도 달성될 수 있다. 우선 순위 간섭 평가 정보를 이용하는 손상된 비트들의 수신기에서 선택적인 소거는 성능을 크게 향상시킬 수 있다. OFDM 전송은 이러한 관계에서 독특하게 이용되는데 여기서, 불균일 (비백색)간섭 또는 잡음의 추적을 통한 지식이 FEC 디코더의 성능을 적응적으로 개선시키는데 사용될 수 있다.

이러한 개념에서의 추가의 개선 또는 변형이 가능하다. 크기를 제로(0)로 소거하는 대신에 파괴가능한 비트들의 적절한 "가중화(weighting)"를 통해 성능에서의 일부 향상을 성취할 수 있다. 이것은 비트들이 송신기에서 파괴되는 종래 기술의 비방송 시스템들과 대조적으로, 방송 시스템을 위한 본 발명에서는 가능하다. 이상적으로, 각 서브 캐리어로부터 소프트 비트들에 대한 적절한 가중치는(부가 화이트 가우시안 잡음(AWGN : Additive White Gaussian Noise)을 가정할 때) 각 서브 캐리어에 대한 신호 대 잡음비(SNR)와 비례해야만 한다. 그러나, 다이내믹 비-가우시안 간섭 환경에서의 산정 에러들은 이 기법의 잠정적인 효능을 감소시킬 수 있다. "방송국"은 어떤 종류의 인-밴드신호에 대해 파괴가능한 비트를 이용하길 원할 수도 있기 때문에 비트 이용에 있어 유연성이 증대된다. 이 경우에, 파괴가능한 비트들을 반송하는 서브캐리어들의 일부는 다른 데이터로 대체될 수 있다. 포맷에서의 이러한 변형은 또한 수신기들이 디코딩과 동시에 이들 비트를 파괴할 수 있도록(예컨대, 메시지 포맷 내에서 모드 제어 비트를 통해)모든 수신기에 전송되어야 한다. 분명히 이와 같은 옵션은 결과적인 파괴 데이터의 강건성(robustness)을 감소시킬 수 있으나 방송국은 이러한 절충(trade-off)을 고려해야만 한다.

특별한 타입의 파괴가능한 코드에는 일부 시스템 코드들이 포함된다. 시스템 코드들은 출력 시퀀스의 일부로서 입력 데이터 시퀀스 및 추가의 패리티 비트들을 포함한다. 명확하게 시스템 코드들과 함께 패리티 비트들 모두는 소거될 수 있으며, 인코딩된 데이터는 어떤 코드를 사용하지 않는 것보다 더 악화되지 않는 비트 에러율(BER)을 갖게 될 것이다. 그러나, 패리티 비트들이 모두 파괴되지 않을때, 그 전체 코드는 코드를 사용하지 않는 것보다 BER 성능이 더 우수한 코딩 이득을 갖게 된다.

비 시스템 코드들이 낮은 속도(예컨대 $R = 1/2$)의 시스템 코드들을 과잉수행하는 것은 비록 공지되어 있지만은 높은 속도의 시스템 코드들은 높은 속도의 비 시스템 파괴 컨벌루션 코들보다 더 잘 동작을 수행하는것으로 나타났다.(상기 언

급한 Kim 논문 참조). 시스템 코드들은 정보 시퀀스 입력의 대체인 하나의 출력을 갖는것이 특징이다. 시스템 피드백 인코더는 피드백이 이진 다항의 분할 동작으로 수행되는 비시스템 피드 포워드 인코더의 동일 거리성분(즉, 동일 에러 보정성능)을 갖는 비시스템 피드 포워드 인코더로 구성될 수 있다.

속도 1/2의 컨벌루션 인코더의 개략도가 도 2에 나타나 있다. 시프트 레지스터(32)가 라인(34)을 통해 입력 데이터 비트들을 수신한다. 이들 입력 데이터 비트들은 속도 B로 수신되며, 전송될 프로그램물을 나타낸다. 그러한 프로그램물은 예컨대 토크(talk) 또는 뮤직 신호들을 나타내는 오디오 정보 및/또는 데이터를 포함할 수 있다. 시프트 레지스터에 있는 정보의 비트들을 모듈로 2 가산기(36 또는 38)에 전송하는데 탭들이 사용된다. 여기서, 선정된 탭들은 단지 예시를 위한 것이다. 적절한 탭 포인트(tap points)를 갖는 7개의 스테이지 시스템 레지스터가 $K=7$, $R=1/2$ 코드에 대해 사용될 수 있다. 라인(40)을 통한 모듈로 2 가산기(36)의 출력은 파괴가능하게 코딩된 비트를 포함하며, 라인(42)을 통한 모듈로 2 가산기(38)의 출력은 파괴불가 비트를 포함한다. 스위치(44)는 속도 1/2 코드에 대해 속도 2B로 싸이클링된다. 이는 라인(46)을 통해 비트 속도 2B로 코딩된 출력비트를 생성한다.

도 3은 송신기(48) 및 수신기(50)의 개략 블록선도이다. 송신기는 예컨대 라인들(52, 54)을 통한 스테레오 오디오 신호 및 라인(56)을 통한 데이터를 포함할 수 있는 프로그램물을 수신한다. 이 프로그램물은 라인(60)을 통한 파괴가능한 코드를 생성하도록 인코더(58)에 의해 인코딩된다. 파괴가능한 코드는 파괴 불가능한 비트 및 파괴가능한 비트 모두를 포함한다. 복수의 캐리어들이 발진기(62)에 의해 생성되며, 이들 캐리어들은 변조기(64)에 의해 코드 비트로 변조되어, 라인(66)을 통한 직교주파수 분할 멀티플렉싱된 신호가 생성되며, 이 신호들은 안테나(68)를 통해 수신기에 전송된다. 수신기 안테나(70)는 OFDM 캐리어들을 수신한다. 복조기(72)는 OFDM 캐리어들로부터 코드를 추출하며, 디코더(74)는 이 코드를 다시 프로그램물로 변환하며, 이 변환된 프로그램물은 스피커(76) 또는 디스플레이(78)와 같은 출력장치에 공급되게 된다.

도 4는 본 발명에 따라 동작하는 수신기의 일부분을 통해 비트들을 매핑 및 처리하는 것을 보여주는 보다 상세한 블록선도이다. 복수의 OFDM 캐리어들(80)이 라인(82)을 통해 수신기(84)에 의해 수신되어 비트 스트림으로 변환된다. 회로(84)는 라인(82)을 통해 비트 스트림을 생성하기 위해 잘 공지된 기법들에 따라 모두 동작하는 디지털화, 캐리어 동기화, 심볼 동기화 및 매핑 필터를 포함한다. 편집기(86)는 비트들을 검출하여 비트들을 전송하는데 이용되는 캐리어들의 간섭레벨에 따라 일부 파괴가능한 비트들을 소거(또는 이들 비트들의 가중치를 감소)시킴으로써 라인(88)을 통해 편집된 비트 스트림을 생성한다. 블럭(90)은 비트 스트림이 캐리어들로부터 할당해제되어 여러개의 디인터리버(92, 94, 96)에 공급됨을 보여준다. 블럭(98)은 동기위드가 가장 신뢰할 수 있는 캐리어들에 할당됨을 보여준다. 디인터리버들의 출력은 블럭(100)에 보인 바와 같이 단일 비트 스트림으로 멀티플렉싱된다. 비터비 디코더(102)는 그 단일 비트 스트림을 디코딩한다. FM 디지털 오디오 방송신호의 혼합(blending)이 이루어지도록 조정된 지연이 블럭(104)에 가산된다. 이 지연 신호는 추가의 처리를 위해 모뎀 디프레이밍(deframing) 블럭(106)에 공급된다. 차등적으로 검출된 QPSK 서브 캐리어 심볼들에 대한 최대 속도의 결합(MRC)을 위한 (거의) 최적의 소프트 결정 가중화를 갖는 소프트 결정 비터비 디코딩이 채널 전반의 손실들을 최소화 하는데 이용된다.

본 발명에 이용될 수 있는 CPC 코드는 산업표준 속도 1/3 컨벌루션 코드로 구성될 수 있다. 속도 1/3 컨벌루션 코드로 시작하여 구성될 수 있다. 속도 1/3 컨벌루션 인코더의 개략도가 도 5에 나타나 있다. 시프트 레지스터(108)는 라인(110)을 통해 입력데이터 비트들을 수신한다. 이들 입력 데이터 비트들은 속도 B로 수신되며, 전송될 프로그램물로 표시된다. 그러한 프로그램물은 예컨대 토크(talk) 또는 뮤직 신호들을 나타내는 오디오 정보 및/또는 데이터를 포함할 수 있다. 시프트 레지스터에 있는 정보의 비트들을 모듈로 2 가산기(112, 114 또는 116)에 전송하는데 탭들이 사용된다. 여기서, 선정된 탭들은 단지 예시를 위한 것이다. 적절한 탭 포인트를 갖는 7개의 스테이지 시스템 레지스터가 $K=7$, $R=1/3$ 코드에 대해 사용될 수 있다. 모듈로 2 가산기의 출력은 파괴가능하게 코딩된 비트 및 파괴 불가 비트들을 포함한다. 스위치(118)는 속도 1/3 코드에 대해 속도 3B로 싸이클링된다. 이는 라인(120)을 통해 비트 속도 2B로 코딩된 출력비트를 생성한다.

도 5의 속도 1/3 컨벌루션 인코더는 각각 입력으로서 동일 속도에 있는 3개의 인코딩된 비트 스트림(G_1 , G_2 및 G_3)을 생성하는 것으로 보여질 수 있다. 이들 3비트 스트림의 조합은 $R=1/3$ 코드화된 출력 시퀀스를 생성한다. 예컨대, 상보 코드쌍을 생성하기 위해, 출력 코드 비트들의 서브세트가 하위 DAB 측대역에 할당되고 다른(상보)서브세트가 상위 측대역에 할당된다. 각 서브세트는 어떤 코딩 이득을 제공하기 위해 적어도 정보 입력 속도와 동일한 속도의 비트 및 일부 추가의 비트들을 포함해야만 한다.

파괴 패턴 매트릭스의 코드화된 비트 마스크는 다음과 같이 나타내진다

$$\begin{bmatrix} G1_0 & G1_1 & G1_2 & G1_3 \\ G2_0 & G2_1 & G2_2 & G2_3 \\ G3_0 & G3_1 & G3_2 & G3_3 \end{bmatrix}$$

파괴 패턴 매트릭스는 각 세트의 4개의 정보 비트들에 걸친 인코더 출력 심볼들을 나타낸다. 그러므로, 출력 심볼들은 동일하며 모듈로 (4)로 인덱스된다. 마스크의 12 위치들중 어느 위치에서의 논리 1은 그 특별한 비트가 사용됨을 표시한다. 그렇지 않으면, 논리 제로(0)는 그 비트가 사용되지 않음을 표시한다.

이 비트 패턴은 공지된 최적의 R=4/5 파괴 패턴에 근거하거나 또는 RCPC 코드 패턴으로 부터 선정될 수 있다. 그러나, 이러한 방식으로 한 측대역이 정의된후, 반대 측대역에 대한 비트를 선정하는데 있어 유연성이 거의 없는데, 이는 이 비트들이 베이스 코드들을 형성하기위해 결합될 때 최대 코딩 이득을 얻기위해 파괴(상보) 비트들로 부터 선정되어야만 하기 때문이다. 다행히도, 분석 및 컴퓨터 시뮬레이션 결과 양호한 상보 코드들이 존재하는 것으로 검증되었다. 예컨대, 위에서 보인 비트 패턴들은 발생기 결합이 표준 8진법 표기되는 곳에서 G1=133, G2=171, G3=165 일때 매우 양호한 성능을 산출한다.

하나는 상위 DAB 측대역에 해당되고 그리고 다른 하나는 하위 DAB 측대역에 해당되는 한쌍의 상보 파괴 패턴을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PPL = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad PPU = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

개별적으로, 이들 파괴 패턴들은 한쌍의 속도 4/5 코드들을 정의한다. 한쌍의 상보 속도 4/5 코드들은 아래에 보인 바와같이 속도 2/5 베이스 코드를 형성하도록 결합될 수 있다. 속도 4/5 코드들 각각은 자유 거리 $d_f = 4$ 이고 정보 에러 가중치 $c_d = 10$ 이다. 결합된 속도 2/5 코드는 $d_f = 11$, $c_d = 8$ 을 산출한다. 주목할 사항으로, 이 CPC 코드에서 G3의 단지 절반이 이용된다. 원래의 2/5 코드에 대한 파괴 패턴은 다음과 같다.

$$PPL + PPU = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

선택적으로, 속도 2/5 코드의 파괴 비트는 $d_f = 6$ 인 한쌍의 속도 2/3 CPC 코드들을 산출하도록 전송될 수 있으며, 이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PPLop = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad PPUop = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

물론, 베이스 코드는 $d_f = 14$ 인 비파괴된 속도 1/3 코드이다. 각 측대역에서의 속도 4/5 코드는 25%의 추가적인 비트를 필요로 한다. 비트들을 측대역에 할당하는 하나의 방법은 다음과 같이 표현될 수 있다.

하위 측대역	상위 측대역
$G3_2 \ G2_0 \ G2_3 \ G1_1 \ G1_2$	$G1_0 \ G1_3 \ G2_1 \ G2_2 \ G3_0$

상기 표현은 코드화된 비트의 상대적인 스펙트럼 위치들을 나타낸다. 이들 스펙트럼 위치들은 인터리버를 각 측대역의 적절한 서브 캐리어들로 매핑되는 독특한 분할들내로 채널링함으로써 인터리브후 유지된다. 가장 확장가능한 코드 비트들이 외곽 OFDM 서브 캐리어들에 놓인다. 이 확장가능한 비트들은 적어도 결합된 코드의 자유거리 또는 코딩 이득에 기여한다. 선택적인 G3 비트들은 호스트 FM 스펙트럼에 가장 밀접한 내부 캐리어들에 놓일 수 있다. 분석 및 시뮬레이션 결과, 이러한 분할된 인터리버는 전형적인 간섭 시나리오하에서 랜덤 인터리브를 과도하게 수행하는것으로 나타났다.

CPC 코드 기법 및 시간에 걸친 인터리브의 이용은 또한 성능을 개선시킬 수 있다. 255 열 X 456 행 인터리버 어레이가 컨벌루션 인코더에 의해 생성되는 비트들을 유지하도록 설정될 수 있다. 인터리버 어레이의 픽토리얼 선도가 도 6 및 6a에 나타나 있다. 인터리버 어레이(122)의 각 열은 병렬 OFDM 심볼로 변조될 코드 비트들을 유지할 수 있다. 256번 열은 모뎀 프레임 동기 워드용으로 지정된다. 각 쌍의 행은 228 개의 서브 캐리어들중 하나의 동위상 및 쿼드러처 QPSK 변조에

할당된다. 인터리버 외부의 추가의 서브 캐리어들은 파이프릿 또는 다른 데이터 응용의 전송을 위해 이용될 수 있다. 코드 비트들이 특별한 패턴으로 인터리버내에 기입된다. 이 어레이는 열 대 열로 관독되며, 병렬 OFDM 심볼의 데이터 소스를 제공하게 된다. 인터리버 분할 할당은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{partition_assignment} = \begin{pmatrix} 7 & 3 & 4 & 8 \\ 1 & 9 & 10 & 2 \\ 11 & 6 & 0 & 5 \end{pmatrix}$$

$\text{partitions} = (0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ \text{FM} \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \ 11)$

인터리버는 먼저 파괴 패턴의 코드 비트들(모듈로 12 인덱스)을 12개의 서브채널 행 분할들에 할당함으로써 수행될 수 있다. 이는 분할 인덱스를 이용하여 파괴 패턴 비트들에 대응하는 인터리버 분할들을 식별하는 것으로 상기에 예시했다. 12개의 서브 채널 분할들을 나타내기 위한 순서화(ordering)는 하위 주파수 서브 캐리어들을 통해 상위 주파수 캐리어 들까지 0내지 11의 범위에 이른다.

각 분할은 38개의 행으로 구성되며, 19개의 서브 캐리어들에 대한 코드 비트들을 반송하는데, 여기서 특별한 서브 캐리어의 실제 및 가상 성분들이 개별의 인접 행으로서 식별된다. 12개의 분할들로 구성되는 전체 인터리브는 456개의 행을 갖는다. 최외곽 서브 캐리어들은 행 0,1 및 454, 455로 식별된다. 행 190 내지 265는 FM 호스트 스펙트럼에 가장 밀접한 선택적으로 파괴되는 비트들을 반송한다. K번째 분할 인덱스의 이격을 보이는 인터리브 어레이부(열 0내지 17 및 행 0 내지 8)는 다음과 같이 나타낼수 있다.

삭제

0	15	30	45	60	75	90	105	120
570	585	600	615	630	645	660	675	690
1140	1155	1170	1185	1200	1215	1230	1245	1260
1710	1725	1740	1755	1770	1785	1800	1815	1830
2280	2295	2310	2325	2340	2355	2370	2385	2400
2850	2865	2880	2895	2910	2925	2940	2955	2970
3420	3435	3450	3465	3480	3495	3510	3525	3540
3990	4005	4020	4035	4050	4065	4080	4095	4110
4560	4575	4590	4605	4620	4635	4650	4665	4680
5130	5145	5160	5175	5190	5205	5220	5235	5250
5700	5715	5730	5745	5760	5775	5790	5805	5820
6270	6285	6300	6315	6330	6345	6360	6375	6390
6840	6855	6870	6885	6900	6915	6930	6945	6960
7410	7425	7440	7455	7470	7485	7500	7515	7530
7980	7995	8010	8025	8040	8055	8070	8085	8100
8550	8565	8580	8595	8610	8625	8640	8655	8670
9120	9135	9150	9165	9180	9195	9210	9225	9240
1	16	31	46	61	76	91	106	121

각 분할은 또한 17개 열의 15 블록으로 분할된다. 이들 블록은 인접한 코드화된 정보 비트들에 대응하는 코드 비트들을 한 블록의 열의 개수 만큼 분리함으로써 시간 전체에 대한 인터리브를 용이하게 한다.

인터리버 어레이 열 및 행 인덱스 row 및 col 은 각각 다음의 식을 이용하여 계산된다.

$$col = \left[\text{int} \left(\frac{k}{BLOCKS} \right) \right] \bmod COLS + 38 \cdot part,$$

$$row = \left[\begin{aligned} & \frac{ROWS}{BLOCKS} \cdot k \\ & + \text{int} \left(\frac{k}{COLS \cdot BLOCKS} \right) \\ & + [(4 \cdot part) \bmod BLOCKS] \end{aligned} \right] \bmod ROWS,$$

여기서, 인터리버 크기 상수들은 $ROWS = 255$, $COLS = 38$, $BLOCKS = 15$ 및 $part$ 는 k 번째 파괴 패턴의 분할 ($part = 0, 1 \dots 11$)이다. 인터리브 어레이(도 6)부는 파괴 패턴 인덱스 k 의 연속값이 시간 및 주파수에 따라서 이격됨을 보여준다.

본 발명은 수신기가 직교 주파수 분할 멀티플렉스 방송 시스템에서 불균일한 간섭으로부터의 영향을 완화시킬 수 있게 한다. 본 발명의 바람직한 실시예는 호스트 FM 캐리어로부터 가장 멀리떨어진 최외곽 OFDM 서브 캐리어들이 때때로 제 1

의 인접채널 가능하게는 제 2의 인접채널들로부터 파괴적인 간섭을 받게되는 인-밴드-온-채널(IBOC) 디지털 오디오 방송(DAB) 시스템과 관계한다. 여기에 기술한 기법은 수신기가 간섭이 특별한 OFDM 캐리어들을 손상시키기에 충분히 높다고 판단한 후 그 특별한 OFDM 캐리어들로부터 소프트 심볼들을 적합하게 소거할 수 있게 한다. 여기에 이용되는 특별한 FEC 코딩 기법은 코딩 이득에서 과도한 손실없이도 특별한 비트들을 파괴 또는 소거 시킬수 있게 한다.

IBOC DAB는 CPC 코드들이 응용에 이상적으로 활용될 수 있는 방식인바, 그 이유는 디지털 DAB 전송이 독립적인 페이딩을 갖는 거의 독립적인 간섭기들에 의해 잠정적으로 손상될 수 있는 두개의 측대역(상위 측대역 및 하위 측대역)을 통해 달성된다. 만일 한 측대역이 수신기에 인접한 곳에서 강한 제 1의 인접 FM 신호에 의해 완전히 손상되는 경우, 반대 측대역은 수신기에 독립적으로 디코딩되어야 할것이다. 그러므로, 각 측대역은 독립적으로 디코딩 가능한 FEC 코드로 코드화되어야만 한다. 그러나, 양 측대역이 간섭기에 의해 완전히 손상되지 않은 유용한 정보를 포함할때, CPC 코드들은 두 측대역을 파워 결합함으로써 성취될 수 있는 것 이상으로 추가의 코딩 이득을 제공한다. 더욱이, OFDM 인터리브 기법은 FM IBOC DAB 채널의 독특한 간섭 및 선택적인 페이딩 특성들을 처리하도록 개발되었다.

본 발명은 멀티플 심볼 시간들에 걸쳐 플랫(또는 광대역) 페이드의 효과를 완하시키며, 불균일한 서브채널 간섭 통계들의 우선적인 지식을 촉진한다. 후자의 결과로써, 서브 캐리어들에 걸쳐 코드 비트가 주의깊게 놓여지며, FM 하이브리드 IBOC DAB 응용을 위한 CPC 코드들을 선택할 수 있게 된다.

본 발명은 비록 바람직한 실시예와 관련하여 설명하였지만은, 본 발명의 범위를 벗어나없이 다음의 특허청구의 범위에 제시된 바와같이 전술한 실시예들에 다양한 변화를 꾀할 수 있음이 당업자에게 자명하게 될 것이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

파괴가능한 비트들 및 파괴불가능한 비트들을 갖는 컨벌루션 코드들을 이용하여 프로그램물을 인코딩하는 단계를 포함하는 방송 방법에 있어서,

상기 컨벌루션 코드들로 복수의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들(80)을 변조하되, 상기 파괴불가능한 비트들은 상기 캐리어신호들의 제 1 그룹(30)에 의해 반송되고, 상기 파괴가능한 비트들은 상기 캐리어신호들의 제 2 그룹(28)에 의해 반송되며, 상기 캐리어 신호들의 상기 제 1 그룹은 상기 캐리어 신호들의 상기 제 2 그룹보다 간섭을 덜 받는 단계와,

상기 캐리어 신호들을 방송하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는

방송 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 캐리어 신호들(80)을 수신하는 단계와,

상기 제 2 그룹의 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 단계와,

손상된 것으로 판정된 상기 캐리어 신호들 중의 임의의 캐리어 신호에 의해 반송된 파괴가능한 비트들을 소거하여 파괴된 코드들을 생성하는 단계와,

상기 컨벌루션 코드들을 디코딩하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 방법.

청구항 3.

제 2 항에 있어서,

상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 단계는 상기 캐리어 신호들의 상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 받은 불균일한 간섭을 산정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 방법.

청구항 4.

삭제

청구항 5.

삭제

청구항 6.

삭제

청구항 7.

삭제

청구항 8.

제 1 항에 있어서,

상기 캐리어 신호들(80)을 수신하는 단계와,

상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 단계와,

상기 캐리어 신호들의 상기 제 2 그룹에 있는 각 캐리어 신호에 대한 신호 대 잡음 비율에 따라 상기 파괴가능한 비트들을 가중화하는 단계와,

상기 컨벌루션 코드를 디코딩하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 방법.

청구항 9.

삭제

청구항 10.

삭제

청구항 11.

삭제

청구항 12.

삭제

청구항 13.

삭제

청구항 14.

파괴가능한 비트들 및 파괴불가능한 비트들을 갖는 컨벌루션 코드를 이용하여 프로그램물을 인코딩하는 수단(58)과,

상기 컨벌루션 코드로 복수의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들(80)을 변조하되, 상기 파괴불가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹(30)에 의해 반송되고, 상기 파괴가능한 비트들은 캐리어신호들의 제 2 그룹(28)에 의해 반송되며, 상기 캐리어 신호들의 상기 제 1 그룹은 상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹보다 간섭을 덜 받는 수단(64)과,

상기 캐리어 신호들을 방송하는 수단(68)을 포함하는 것을 특징으로 하는

라디오 주파수 송신기(48).

청구항 15.

삭제

청구항 16.

파괴가능한 비트들 및 파괴불가능한 비트들을 포함하는 컨벌루션 코드를 갖는 복수의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들을 수신하되, 상기 파괴불가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹에 의해 반송되고, 상기 파괴가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹에 의해 반송되며, 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹은 상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹보다 간섭을 덜 받는 수단(70)과,

캐리어 신호들의 상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 수단(86)과,

손상된 것으로 판정된 상기 캐리어 신호들 중의 임의의 캐리어 신호에 의해 반송된 파괴가능한 비트들을 소거하여 파괴된 코드들을 생성시키는 수단(86)과,

상기 파괴된 코드들을 디코딩하는 수단(74)을 포함하는 것을 특징으로 하는

라디오 주파수 수신기(50).

청구항 17.

삭제

청구항 18.

파괴가능한 비트들 및 파괴불가능한 비트들을 포함하는 컨벌루션 코드를 갖는 복수의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들을 수신하되, 상기 파괴불가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹에 의해 반송되고, 상기 파괴가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹에 의해 반송되며, 상기 캐리어 신호들의 상기 제 1 그룹은 상기 캐리어 신호들의 상기 제 2 그룹보다 간섭을 덜 받는 수단(70)과,

상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 수단(86)과,

손상된 것으로 판정된 상기 캐리어 신호들 중의 임의의 캐리어 신호에 의해 반송된 파괴가능한 비트들을 가중화하여 가중화된 컨벌루션 코드를 생성시키는 수단(86)과,

상기 가중화된 컨벌루션 코드를 디코딩하는 수단(74)을 포함하는 것을 특징으로 하는

라디오 주파수 수신기(48).

청구항 19.

삭제

청구항 20.

파괴가능한 비트들 및 파괴불가능한 비트들을 포함하는 컨벌루션 코드를 갖는 복수의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들(80)을 수신하되, 상기 파괴불가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹(30)에 의해 반송되고, 상기 파괴가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹(28)에 의해 반송되며, 상기 캐리어 신호들의 상기 제 1 그룹은 상기 캐리어 신호들의 상기 제 2 그룹보다 간섭을 덜 받는 단계와,

상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 단계와,

손상된 것으로 판정된 상기 캐리어 신호들 중의 임의의 캐리어 신호에 의해 반송된 파괴가능한 비트들을 소거하여 파괴된 코드들을 생성시키는 단계와,

상기 파괴된 코드들을 디코딩하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는

라디오 주파수 신호 수신 방법.

청구항 21.

삭제

청구항 22.

파괴가능한 비트들 및 파괴불가능한 비트들을 포함하는 컨벌루션 코드를 갖는 복수의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들(80)을 수신하되, 상기 파괴불가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹(30)에 의해 반송되고, 상기 파괴가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹(28)에 의해 반송되며, 상기 캐리어 신호들의 상기 제 1 그룹은 상기 캐리어 신호들의 상기 제 2 그룹보다 간섭을 덜 받는 단계와,

상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 단계와,

손상된 것으로 판정된 상기 캐리어 신호들 중의 임의의 캐리어 신호에 의해 반송된 파괴가능한 비트들을 가중화하여 가중화된 컨벌루션 코드를 생성시키는 단계와,

상기 가중화된 컨벌루션 코드를 디코딩하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는

라디오 주파수 신호 수신 방법.

청구항 23.

삭제

청구항 24.

제 22 항에 있어서,

상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 단계는 파괴가능한 비트들을 포함하는 상기 캐리어 신호들에 대한 신호 대 잡음비를 판정하는 단계를 더 포함하고,

손상된 것으로 판정된 상기 캐리어 신호들 중의 임의의 캐리어 신호에 의해 반송된 파괴가능한 비트들을 가중화하여 가중화된 컨벌루션 코드를 생성하는 단계는 상기 신호 대 잡음비에 응답하여 상기 파괴가능한 비트들을 가중화시키는 것을 특징으로 하는 라디오 주파수 신호 수신 방법.

청구항 25.

파괴가능한 비트들 및 파괴불가능한 비트들을 갖는 컨벌루션 코드들을 이용하여 프로그램물을 인코딩하는 수단을 포함하는 방송 시스템에 있어서,

상기 컨벌루션 코드들로 복수의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들(80)을 변조하되, 상기 파괴불가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹(30)에 의해 반송되고, 상기 파괴가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹(28)에 의해 반송되며, 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹은 상기 캐리어 신호들의 제 2 그룹보다 간섭을 덜 받는 수단(64)과,

상기 캐리어 신호들을 방송하는 수단과,

상기 캐리어 신호들(80)을 수신하는 수단과,

상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 수단과,

손상된 것으로 판정된 상기 캐리어 신호들 중의 임의의 캐리어 신호에 의해 반송된 파괴가능한 비트들을 소거하여 파괴된 코드들을 생성시키는 수단과,

상기 컨벌루션 코드들을 디코딩하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는

방송 시스템.

청구항 26.

삭제

청구항 27.

파괴불가능한 비트들 및 파괴가능한 비트들을 갖는 컨벌루션 코드들을 이용하여 프로그램물을 인코딩하는 수단을 포함하는 방송 시스템에 있어서,

복수의 직교 주파수 분할 멀티플렉싱된 캐리어 신호들(80)을 상기 컨벌루션 코드들로 변조하되, 상기 파괴불가능한 비트들은 상기 캐리어 신호들의 제 1 그룹(30)에 의해 반송되고, 상기 파괴가능한 비트들은 캐리어 신호들의 제 2 그룹(28)에 의해 반송되는 수단과,

상기 캐리어 신호들을 방송하는 수단과,

상기 캐리어 신호들(80)을 수신하는 수단과,

상기 제 2 그룹에 있는 캐리어 신호들이 손상되었는지를 판정하는 수단과,

손상된 것으로 판정된 상기 캐리어 신호들 중의 임의의 캐리어 신호에 의해 반송된 파괴가능한 비트들을 가중화하여 파괴된 코드들을 생성시키는 수단과,

상기 컨벌루션 코드들을 디코딩하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는

방송 시스템.

청구항 28.

삭제

청구항 29.

삭제

청구항 30.

제 1 항에 있어서,

상기 캐리어 신호들 사이에 상기 컨벌루션 코드들을 인터리브하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 방법.

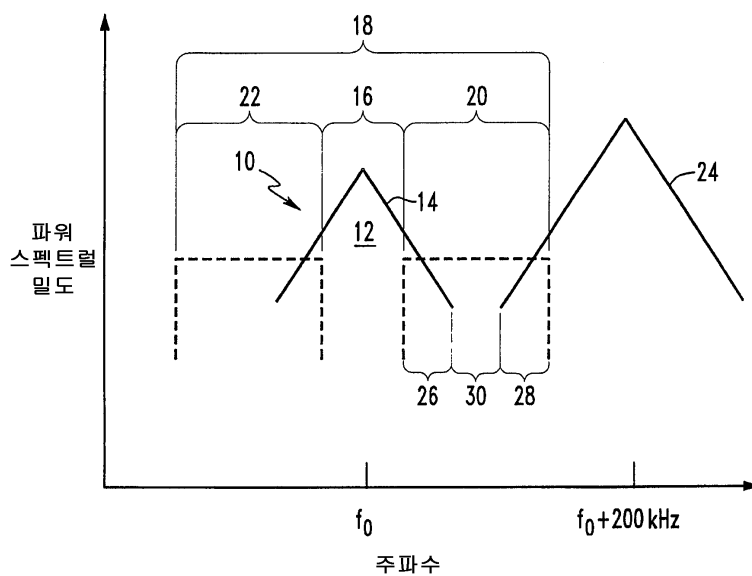
청구항 31.

제 30 항에 있어서,

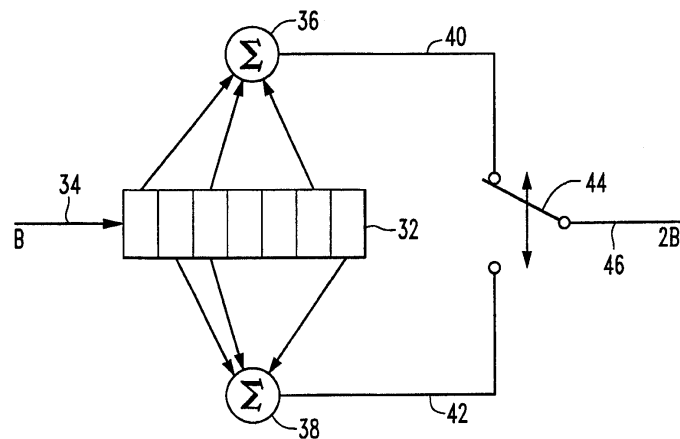
상기 캐리어 신호들 사이에 상기 컨벌루션 코드들을 인터리브하는 단계는 상기 컨벌루션 코드들을 분할하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방송 방법.

도면

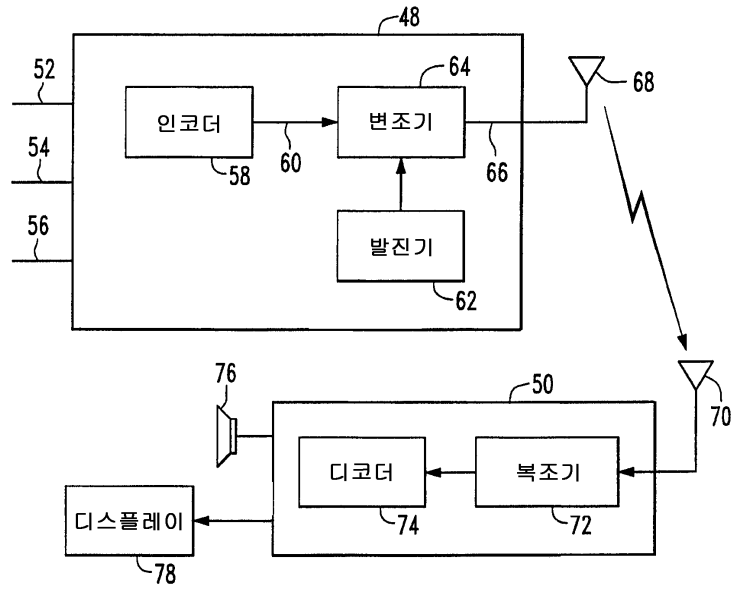
도면1



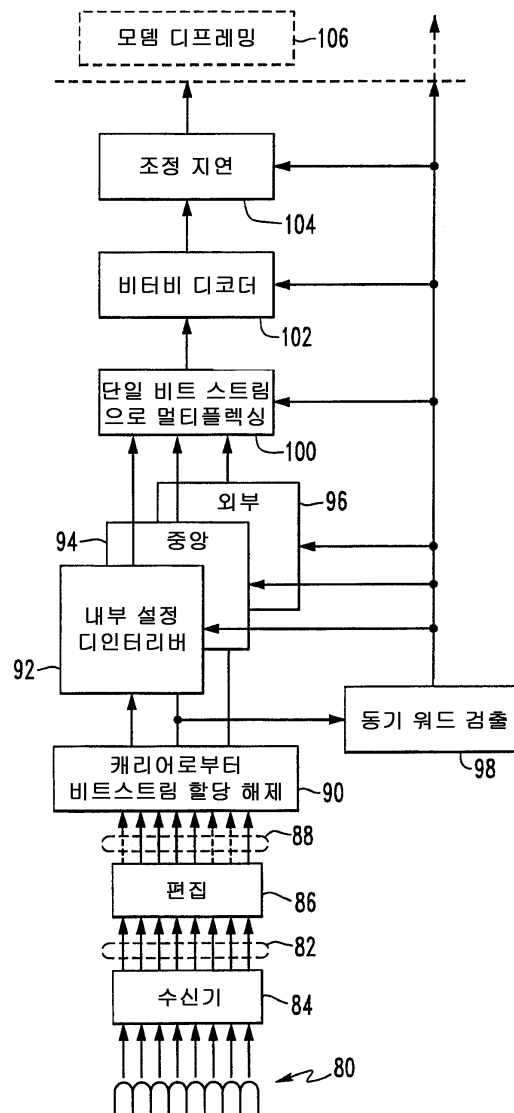
도면2



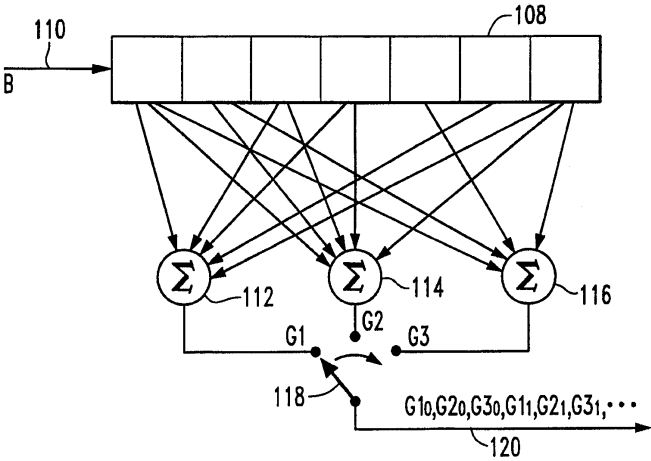
도면3



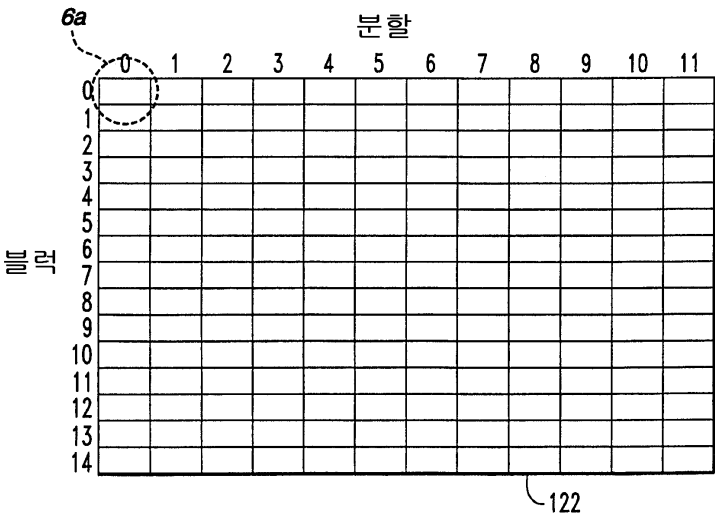
도면4



도면5



도면6



도면6a

