

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H04H 1/00 (2006.01)		(45) 공고일자	2006년09월18일
		(11) 등록번호	10-0623830
		(24) 등록일자	2006년09월06일
(21) 출원번호	10-2002-7002373	(65) 공개번호	10-2002-0036846
(22) 출원일자	2002년02월23일	(43) 공개일자	2002년05월16일
번역문 제출일자	2002년02월23일		
(86) 국제출원번호	PCT/US2000/023184	(87) 국제공개번호	WO 2001/15402
국제출원일자	2000년08월23일	국제공개일자	2001년03월01일
(81) 지정국	<p>국내특허 : 아랍에미리트, 안티구와바부다, 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 벨리제, 캐나다, 스위스, 중국, 코스타리카, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 도미니카, 알제리, 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, 모로코, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 모잠비크, 노르웨이, 뉴질랜드, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 슬로베니아, 슬로바키아, 시에라리온, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니다드토바고, 탄자니아, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 세르비아 앤 몬테네그로, 남아프리카, 짐바브웨,</p> <p>AP ARIPO특허 : 가나, 감비아, 케냐, 레소토, 말라위, 모잠비크, 수단, 시에라리온, 스와질랜드, 탄자니아, 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	09/379,780	1999년08월24일	미국(US)
(73) 특허권자	아이비큐티 디지털 코퍼레이션 미국 메릴랜드주 21045 콜럼비아 스위트 202 스탠포드 불러바드 8865		
(72) 발명자	샤스트리엔자리 미국메릴랜드주21029클락스빌케셀코트6500 크로거브라이언윌리엄 미국메릴랜드주21784시케스빌엠버우즈웨이12813		
(74) 대리인	김창세 김원준		

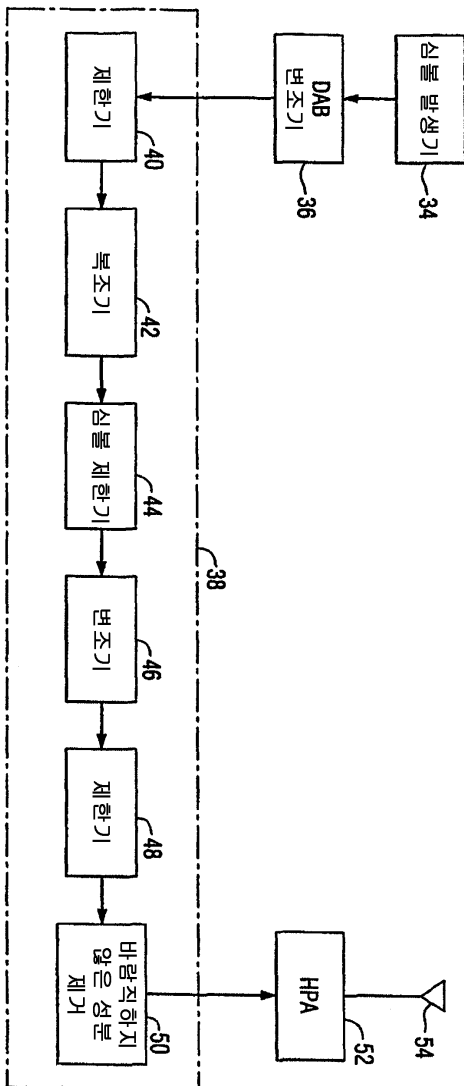
심사관 : 제갈 현

(54) 무선 주파수 신호 내의 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법 및 무선 주파수 송신기

요약

본 발명은 무선 주파수 신호에서 피크 대 평균 파워 비율(peak to average power ratio)을 축소하는 방법을 제공한다. 본 방법은 다수의 데이터 심볼 벡터를 가지고 다수의 서브캐리어를 변조하여 제 1 변조형 신호(first modulated signal)를 생성하는 단계와, 제 1 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호(first limited modulated signal)를 생성하는 단계와, 제 1 제한 변조형 신호를 복조하여 그 좌표점을 복구하는 단계와, 데이터 심볼 벡터를 전치 보상하여 데이터 심볼 벡터의 동일 위상 및 직각 위상 성분에 대한 최소 크기를 제공함으로써 전치 보상형 데이터 심볼 벡터를 생성하는 단계와, 전치 보상형 데이터 심볼 벡터로 다수의 캐리어를 변조하여 제 2 변조형 신호를 생성하는 단계와, 제 2 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 2 제한 변조형 신호를 생성하는 단계와, 제 2 제한 변조형 신호에서 상호 변조 곱(intermodulation products)을 축소하는 단계를 포함한다. 또한 본 방법을 수행하는 송신기도 포함된다.

대표도



명세서

기술분야

본 발명은 전자 신호 처리(electronic signal processing)에 관한 것으로, 보다 구체적으로는 무선 주파수 신호에서 피크 대 평균 파워 비율(peak to average power ratio)을 축소하는 신호 처리에 관한 것이다.

배경기술

디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting : DAB)은 기존의 아날로그 방송 포맷(analog broadcasting format)을 능가하는, 디지털 품질 오디오(digital-quality audio)를 제공하는 매체이다. FM 인-밴드 온-채널(FM In-Band On-Channel : IBOC) DAB는 디지털 변조된 신호가 기존의 방송 아날로그 FM 신호와 공존할 수 있는 하이브리드 포맷(hybrid format)으로 송신되거나, 아날로그 FM 신호가 제거되는 전체 디지털 포맷(all digital format)으로 송신될 수도 있다. 각 DAB 신호가 기존 FM 채널 할당(channel allocation)과 동일한 스펙트럼 마스크(spectral mask) 내에서 동시에 송신되기 때문에 IBOC는 어떠한 새로운 스펙트럼 할당도 필요로 하지 않는다. IBOC는 스펙트럼 절약(economy of spectrum)을 촉진하는 동시에 방송자가 그의 기존 주 청취자(base of listener)에게 디지털 품질 오디오를 공급할 수 있게 한다.

오디오를 디지털 송신하는 이점은 기존의 FM 무선 채널보다 적은 잡음 및 넓은 동적 범위(dynamic range)를 갖는 더 우수한 신호 품질을 포함한다는 점이다. 초기에는 하이브리드 포맷이 채택되어 기존의 수신자가 아날로그 FM 신호를 계속 하여 수신할 수 있게 하면서, 새로운 IBOC 수신자가 디지털 신호를 디코딩(decode)할 수 있게 하였다. IBOC DAB 수신기가 풍부해지는 미래의 어느 시점에서, 방송자는 송신을 위해 전체 디지털 포맷을 채택할 것이다. FM 하이브리드 IBOC DAB의 목적은, 기존의 FM 신호를 동시에 송신하면서, 실제적 CD 품질의 스테레오 디지털 오디오(데이터 추가)를 제공하는 것이다. FM 전체 디지털 IBOC DAB의 목표는, 특정한 스테이션의 간섭 환경(interference environment)에 따라서, 대략 200kbps까지의 용량을 갖는 데이터 채널을 따라서 실제적 CD 품질의 스테레오 오디오를 제공하는 것이다.

하나의 제안된 FM IBOC 방송 시스템은 다수의 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexed : OFDM) 캐리어를 이용하여 디지털 신호를 송신한다. OFDM 신호는 서로에 대해 직교하면서 균등하게 이격된 서로 다른 주파수(different equally spaced frequencies)로 변조된 다수 캐리어의 합으로 이루어진다. 이는 서로 다른 서브캐리어(subcarrier)가 서로 간섭하지 않게 한다. 이러한 시스템에서 송신된 신호의 크기는 때때로 매우 높은 피크를 갖는다. 그러므로 대역 외 파워(out-of-band power)가 주어진 제한선 아래로 유지되게 하려면, IBOC DAB 송신기에 이용되는 선형 파워 증폭기(linear power amplifier)가 큰 파워 백오프(power back-off)로 작동되어야 한다. 이로써 증폭기가 매우 비싸지고 비효율적이 된다. 그러므로, OFDM DAB 신호에 있어서 피크 대 평균 파워 비율(Peak to Average power Ratio : PAR)을 축소할 필요가 있다.

본 발명은 직교 주파수 분할 다중화를 이용하여 전자 신호의 피크 대 평균 파워 비율을 축소하는 효율적 방안을 제공하며, 이는 FM IBOC DAB 시스템 등에서 이용될 수 있다.

발명의 개요

본 발명은 무선 주파수 신호에서 피크 대 평균 파워 비율을 축소하는 방법을 제공한다. 본 방법은 다수의 데이터 심볼 벡터(data symbol vector)로 다수의 서브캐리어를 변조하여 제 1 변조형 신호(first modulated signal)를 생성하는 단계와, 제 1 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호(first limited modulated signal)를 생성하는 단계와, 제 1 제한 변조형 신호를 복조하여 좌표점(constellation point)을 복구하는 단계와, 데이터 심볼 벡터를 전치 보상(predistorting)하여 데이터 심볼 벡터의 동일 위상 및 직각 위상 성분에 대한 최소 크기를 제공함으로써 전치 보상형 데이터 심볼 벡터를 생성하는 단계와, 전치 보상형 데이터 심볼 벡터로 다수의 캐리어를 변조하여 제 2 변조형 신호를 생성하는 단계와, 제 2 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 2 제한 변조형 신호를 생성하는 단계와, 제 2 제한 변조형 신호 내에서 상호 변조 곱(intermodulation product)을 축소하는 단계를 포함한다.

특히 전체 디지털 IBOC DAB 시스템에 적용 가능한 다른 실시예는 중심 서브캐리어의 데이터 심볼 벡터를 추가적으로 전치 보상하는 동시에 제 2 변조형 제한 신호 내에서 상호 변조 곱을 축소한다.

본 발명은 또한 전술된 방법을 수행하는 송신기를 포함한다.

도면의 간단한 설명

- 도 1은 하이브리드 FM IBOC DAB 신호의 신호 성분의 주파수 할당 및 상대적 파워 스펙트럼 밀도를 도시하는 개략도.
- 도 2는 전체 디지털 FM IBOC DAB 신호의 신호 성분의 주파수 할당 및 상대적 파워 스펙트럼 밀도를 도시하는 개략도.
- 도 3은 본 발명의 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법을 구현할 수 있는 무선 송신기를 도시하는 단순화된 블록도.
- 도 4는 본 발명에 따르는 방법에 이용될 수 있는 하나의 타입의 제한을 도시하는 그래프.
- 도 5는 본 발명에 적용되는 데이터 심볼의 전치 보상을 도시하는 개략도.
- 도 6은 하이브리드 디지털 오디오 방송 시스템에 적용되는 본 발명에 따른 방법의 흐름도.
- 도 7은 본 발명에 따르는 방법에 이용될 수 있는 다른 타입의 제한을 도시하는 그래프.
- 도 8은 도 4의 제한 기능을 이용하여, 본 발명에 따라서 처리된 변조형 파형의 파워 스펙트럼 밀도의 시뮬레이션 결과를 도시하는 그래프.
- 도 9는 도 8에 도시된 다양한 시나리오에 대한 비트 에러율을 도시하는 도면.
- 도 10은 도 7의 제한 기능을 이용하는 고 파워 증폭기를 가정하여, 본 발명에 따라서 처리된 변조형 파형의 파워 스펙트럼 밀도의 시뮬레이션 결과를 도시하는 그래프.
- 도 11은 도 10에 도시된 다양한 시나리오에 있어서의 비트 에러율을 도시하는 도면.
- 도 12는 전체 디지털 오디오 방송 송신기에 적용되는 본 발명의 방법의 흐름도.
- 도 13은 도 4의 제한 기능을 이용하여, 본 발명에 따라서 처리된 변조형 파형의 파워 스펙트럼 밀도의 시뮬레이션 결과를 도시하는 그래프.
- 도 14는 도 13에 도시된 다양한 시나리오에 대한 비트 에러율을 도시하는 도면.
- 도 15는 도 7의 제한 기능을 이용하는 고 파워 증폭기를 가정하여, 본 발명에 따라서 처리된 변조형 파형의 파워 스펙트럼 밀도의 시뮬레이션 결과를 도시하는 그래프.
- 도 16은 도 15에 도시된 다양한 시나리오에 대한 비트 에러율을 도시하는 도면.

실시예

도면을 참조하면, 도 1은 본 발명에 따르는 하이브리드 FM IBOC DAB 신호(10)에 대한 신호 성분의 주파수 할당(스펙트럼 배치) 및 상대적 파워 스펙트럼 밀도를 개략적으로 도시한다. 하이브리드 포맷은 채널의 일부분인 중심 주파수 대역(central frequency band)(16)에 배치된 삼각형(14)으로 표시되는 파워 스펙트럼 밀도를 가지는 통상적 FM 스테레오 아날로그 신호(12)를 포함한다. 전형적 아날로그 FM 방송 신호의 파워 스펙트럼 밀도(PSD)는 중심 주파수로부터 대략 -0.35dB/kHz의 경사를 갖는 거의 삼각형 형태이다. 다수의 디지털 변조형의 균등 이격된(evenly spaced) 서브캐리어는 아날로그 FM 신호의 어느 한 쪽, 즉 상위 측대역(upper sideband)(18) 및 하위 측대역(lower sideband)(20)에 배치되고, 아날로그 FM 신호와 동시에 송신된다. 전체 캐리어는 미연방 통신 위원회 채널 마스크(United States Federal Communication Commission channel mask)(22) 내에 속하는 파워 레벨로 송신된다. 도 1의 수직 축(vertical axis)은 보다 통상적인 평균 파워 스펙트럼 밀도 특성에 대비되는 피크 파워 스펙트럼 밀도를 도시한다.

하나의 제안된 변조 포맷에서, 다수의 균등 이격된 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 서브캐리어는 호스트 FM 중심 주파수로부터 약 129kHz 내지 약 199kHz의 범위를 갖는 스펙트럼을 점유하고 있는 양쪽의 호스트 아날로그 FM 신호(도 1에서 상위 측대역(18) 및 하위 측대역(20)으로 도시됨)에 배치된다. 하이브리드 시스템에서, 각 측대역에서 OFDM 변조형 서브캐리어의 전체 DAB 파워는 그의 호스트 아날로그 FM 파워에 비하여 약 -25dB로 설정된다. DAB 신호는 아날로그 스펙트럼의 어느 한 쪽에 배치된 OFDM 서브캐리어로 송신된다. DAB 시스템은 호스트 FM 스펙트럼의 위에서 191개의

캐리어 및 그 아래에서 191개의 캐리어를 포함한다. 각각의 DAB 서브캐리어는 344.53125Hz의 심볼율(symbol rate)로 QPSK 변조된다. 동일 위상 및 직각 위상 펄스 형태는 에지에서 루트 상승형 코사인 테이퍼링(root raised cosine tapered)(초과 시간 = 7/128)되어 스펙트럼 사이드로브(spectral sidelobe)를 억제한다. 이러한 펄스 형태는 363.3728Hz의 직교 서브캐리어 주파수 간격을 초래한다.

하이브리드 신호의 디지털 변조 부분은, 전체 디지털 IBOC DAB 포맷으로 송신될 전체 디지털 DAB 신호의 서브세트이다. 참조 번호(24)로 표시되어 있는, 제안된 전체 디지털 FM DAB 포맷의 OFDM 디지털 서브캐리어의 스펙트럼 배치 및 상대적 신호 파워 밀도 레벨은 도 2에 도시되어 있다. 도 1의 아날로그 FM 신호는, 중심 주파수 대역(28)에 배치된 OFDM 서브캐리어의 선택적 추가 그룹(확장형 전체 디지털 신호(26)로 지칭됨)에 의하여 대체되어 있다. 여기에서도 균등 이격형 OFDM 서브캐리어가 상위 측대역(30) 및 하위 측대역(32)에 위치한다. 도 2의 전체 디지털 포맷의 측대역은 도 1의 측대역보다 더 넓다. 또한, 전체 디지털 IBOC 신호 측대역의 파워 스펙트럼 밀도 레벨은 하이브리드 IBOC 측대역에서 허용되는 것보다 약 10dB 더 높게 설정된다. 이로써 전체 디지털 IBOC 신호에 상당한 성능 이득이 제공된다. 또한 확장형 전체 디지털 신호의 파워 스펙트럼 밀도는 하이브리드 IBOC 측대역의 것보다 약 15dB 더 낮다. 이는 인접한 하이브리드 또는 전체 디지털 IBOC 신호에 대한 임의의 간섭 문제를 최소화하거나 제거하면서, 다른 디지털 서비스를 위한 추가적인 용량을 제공한다.

전체 디지털 모드는 앞서 중심에서 $\pm 100\text{kHz}$ 의 영역을 점유한 아날로그 신호가 저 레벨 디지털 서브캐리어로 대체되는 하이브리드 모드의 논리적 확장이다. 저 레벨 캐리어의 어느 한 쪽에 배치된 것은 2개의 디지털 측대역으로서, 이들은 약 100kHz까지 대역폭을 증가시키고 약 10dB만큼 파워를 증가시키기 때문에 하이브리드 모드와는 상이하다. 제안된 전체 디지털 DAB 시스템은 각 측대역에서 267개의 캐리어와, 중심에서 559개의 캐리어를 포함한다. 각각의 DAB 서브캐리어는 QPSK 변조된다. 동일 위상 및 직각 위상 펄스 형태는 에지에서 루트 상승형 코사인 테이퍼링(초과 시간 = 7/128)되어 스펙트럼 사이드로브를 억제한다. 이러한 펄스 형태는 약 363.3728 Hz의 직교 서브캐리어 주파수 간격을 초래한다. 송신된 신호에 대한 파워 스펙트럼 밀도 플롯은 전체 디지털 FM IBOC 마스크 내에 완전히 포함되어야 한다.

도 3은 IBOC DAB FM 송신기에서 본 발명의 구현을 도시하는 기능적 블록도이다. 심볼 발생기(34)는 송신될 정보를 포함하는 직각 위상 시프트 키잉(Quadrature Phase Shift Keying : QPSK) 데이터 심볼을 생성한다. 이들 심볼은 변조기(36)로 전달되고, 변조기(36)는 다수의 OFDM 서브캐리어를 변조하여 DAB 신호(정규형)를 생성한다. 이러한 변조는 역 고속 푸리에 변환(IFFT)을 통해 데이터 심볼을 전달하여 OFDM 변조를 실현하는 것을 포함한다. 루트 상승형 코사인 윈도우와 함께, 순환 프리픽스(cyclic prefix)는 변조형 신호(초과 시간 = 7/128)에 적용된다. IFFT와 윈도우 동작의 조합은 이하에서 DAB 변조기로서 지칭될 것이다.

블록(38)은 피크 대 파워 비율 축소가 이루어지는 주요 블록이다. DAB 변조기(36)의 변조 출력은 이 블록에 대한 입력으로 전달된다. 블록(38)의 출력은 축소된 PAR로 송신되는 신호이다. PAR 축소를 달성하기 위하여, 변조 신호는 블록(40)으로 도시되는 바와 같이 그 진폭이 제한되며, 블록(42)에서 복조되고, 복조기로부터 획득된 심볼 벡터는 블록(44)에서 전치 보상되거나 제한되어 최소의 동일 위상 및 직각 위상 성분을 갖게 된다. 다음에 제한된 심볼은 블록(46)에서 변조되어 제 2 변조 신호를 생성하고 제 2 변조 신호는 블록(48)에서 더 제한된다. 이러한 제한은 바람직하지 않은 상호 변조 곱(intermodulation product)을 생성한다. 제한된 제 2 변조 신호에서의 상호 변조 곱은 안테나(54)를 통한 방송을 위하여 고 파워 증폭기(52)로 신호를 전달하기 이전에, 블록(50)에서 축소되거나 제한된다.

도 4는 블록(40)의 기능을 수행하는데 이용될 수 있는 제한기(limiter)의 동작을 도시하는 그래프이다. 제한기는 소정의 임계치나, 제한 값($K1$)으로 설정된다. 입력 신호 파워가 $K1$ 을 넘는 경우에는 어느 시점에서도 이것은 $K1$ 로 클리핑(clipped)된다. 입력 신호가 정규화되므로, 제한기의 출력에 있어서 신호의 PAR은 $K1$ 이 된다. 그러므로 (실수 x 에 대한) 제한기의 동작은 다음과 같이 설명될 수 있다. 입력 신호(X)의 값이 $-K1$ 보다 더 적다면, 제한기의 출력은 $-K1$ 과 같도록 설정되고, 입력 신호(X)의 값이 $K1$ 보다 더 크다면, 제한기의 출력은 $K1$ 과 같도록 설정되며, 입력 신호가 $-K1$ 과 $K1$ 사이에 있다면, 출력 신호는 입력 신호와 동일하다. 1.58의 $K1$ 은 이 동작에 있어서 피크 대 평균이 4dB로 설정된다는 것을 의미한다.

다음에 제한된 변조 신호가 DAB 복조기(42)로 전달된다. DAB 복조기에서는, 가장 먼저 변조된 샘플에 대하여 역 순환 프리픽스(inverse cyclic prefix) 및 윈도우 동작이 수행된다. 그 다음 고속 푸리에 변환(FFT)을 수행하여 OFDM 복조를 실현한다. 윈도우 및 FFT의 조합은 이하에서 DAB 복조기로서 지칭될 것이다.

다음에 복조 단계에서 복구된 데이터 심볼 벡터 좌표점을 제한하여, 제한기에서의 클리핑에 기인하여 발생하는 왜곡을 감소시키기 위하여 최소의 동일 위상 성분 및 직각 위상 성분을 갖게 한다. 이러한 제한을 달성하기 위하여, 이 단계에서 각각의 OFDM 심볼 벡터는 도 5에 도시된 바와 같이, 좌표점을 주위의 소정의 영역(54, 56, 58 또는 60)에 배치되도록 강제

한다. 도 5에서, 좌표점(62,64,66,68)은 "A"의 예측되는 동일 위상 및 직각 위상 크기(magnitude)를 갖는다. "F"로 표시되는 "A"의 소정의 사전 결정된 분율은 데이터 심볼이 제한되는 영역을 정의한다. 따라서 OFDM 심볼 벡터의 각 요소를 제한하는 동작은 다음과 같이 표시된다.

입력 심볼(x)은 $x = a + b \cdot i$ 이고, 여기서 "a"는 동일 위상 성분이며, "b"는 직각 위상 성분이고, 출력(y)은 $y = a' + b' \cdot i$ 로 정의되고, 여기서 a' 및 b'는 다음과 같이 정의된다.

```

If abs(a) <= F * A
    if a < 0,      a' = -(F * A)
    else,         a' = F * A
else a' = a
If abs(b) <= F * A
    if b < 0,      b' = -(F * A)
    else,         b' = F * A
else b' = b
    
```

이러한 제한으로, 심볼 좌표점의 동일 위상 및 직각 위상 성분은 예측되는 동일 위상 및 직각 위상 크기의 소정 사전 결정된 분율과 동일한 최소 크기를 적어도 가지게 된다.

다음에, 제한된 심볼 벡터는 DAB 변조기(46)를 통해 변조되고, 변조된 출력은 제한기(48)를 통해 전달된다. 제한기(48)는 도 4의 경우와 유사하지만 K2의 임계치를 갖는 제한 기능을 이용한다. 입력 신호가 정규화되므로, 제한기(48)의 출력에서의 신호는 K2의 PAR을 가진다.

송신 신호가 하이브리드 FM IBOC 마스크 내에 완전히 속하게 하기 위하여, 블록(50)에서 비데이터 서브캐리어를 제로 출력(zeroing out)함으로써 그 신호를 제거한다. 이러한 제거 동작에 기인하여 발생하는 왜곡은 최소화된다. FM IBOC DAB 시스템의 바람직한 실시예에서, 실제 프로세스는 모든 비활성 채널(두 개의 사이드로브 외부)에 대한 비데이터 서브캐리어를 0으로 클리핑하는 것을 포함한다.

도 6은 본 발명의 PAR 축소 방법을 도시하는 흐름도이다. 블록(70)은 서브캐리어 데이터의 DAB 입력 OFDM 심볼 벡터가 DAB 변조기(72)로 입력되는 것을 도시한다. 그 결과 라인(74) 상의 제 1 변조형 신호가 제 1 임계치(K1)를 이용하여 블록(76)에서 제한된다. 이는 라인(78)에서 제한된 제 1 변조형 신호를 생성하고, 이 신호는 이후에 블록(80)에서 복조되어 라인(82)에서 데이터 심볼 벡터의 좌표점을 복구한다. 복구된 좌표점은 블록(84)에서 전치 보상되어, 전송된 바와 같이 사전 결정된 최소 크기의 동일 위상 및 직각 위상 성분을 가지도록 제한된다. DAB 변조기(86)는 그 제한된 심볼 벡터를 변조하여 라인(88)상에 제 2 변조 신호를 생성한다. 이러한 제 2 변조 신호는 제 2 임계치(K2)를 가지는 제한기(90)에서 제한된다.

제한 동작은 상호 변조 곱을 생성하므로, 이들은 다음과 같은 단계로 축소된다. 라인(92) 상의 제 2 제한형 변조 신호는 블록(94)에서 복조기로 전달된다. 라인(96) 상의 복조 출력은 비데이터 서브캐리어가 0으로 클리핑되는 블록(98)의 제거 단계로 전달된다. 라인(100) 상의 결과적인 신호는 블록(102)에서 변조되고 라인(104) 상의 제 3 변조 신호는 다른 제한 임계치(K3)를 이용하여 블록(106)에서 제한된다. 본 발명의 바람직한 실시예에서, 블록(94,98,102,106)의 단계는 두 번 반복되고, 제 1 반복에서는 제한기(106)에서 임계치(K4)를 이용한다. 제 2 반복에서는, 제한기(106)가 이용되지 않으나, 그 신호는 라인(108) 상에서 방송을 위해 고 파워 증폭기로 전달된다.

시뮬레이션 목적으로 HPA에 대한 두 가지 모델이 이용된다. 모델 1은 도 4에 도시되는 "Z 커브(Z curve)" 제한 함수를 이용한다. 제한기는 소정의 임계치(K5)로 설정된다. (정규화된 입력 신호에 있어서) 신호 파워가 K5를 초과하는 경우에는 언제나 K5로 클리핑된다. 모델 2는 "S 커브" 제한 함수를 이용한다. 이러한 경우에 스케일링된 에러 함수(scaled error function)(110)를 이용하여 HPA를 모델링한다(도 7에 도시됨). 동작 포인트는 K5로 설정된다. 6dB의 K5는 신호 rms가 1dB 압축점 이하로 6dB가 된다는 것을 의미한다.

도 8은, 다양한 최종 클리핑 기준을 가지고, 제한 값으로서 K1=3 및 K2, K3, K4=4와, F 분율 = 7/8을 이용하여, 도 4의 제한기를 이용한 샘플 디지털 오디오 방송 신호에서의 OFDM 서브캐리어의 파워 스펙트럼 밀도의 시뮬레이션 결과를 도시하는 그래프이다. 라인(112)으로 표시되는 신호는 5.5+0.85dB에서의 클리핑을 표시한다. 라인(114)은 5.0+0.85dB에서의 클리핑을 나타내고, 라인(116)은 4.5+0.86dB에서의 클리핑을 나타내며, 라인(118)은 4.0+0.88dB에서의 클리핑의 결과를 나타낸다. 도 9는 이들 시나리오에 있어서 대응하는 비트 에러율을, 대응 결과에 대한 소수(primed number)를 이용하여 도시한다. 라인(119)은 비클리핑된(unclicked) 결과를 나타낸다.

도 10은 제한 값으로서 $K1 = 3$ 및 $K2, K3, K4 = 4$ 와, F 분율 = $7/8$ 을 이용하여, PAR 축소 방법을 위해 도 4의 제한기를 이용하고, 송신기의 출력에서 고 파워 증폭기를 위하여 도 7의 제한기를 이용하는 샘플 디지털 오디오 방송 신호에서의 OFDM 서브캐리어의 파워 스펙트럼 밀도의 시뮬레이션 결과를 도시하는 그래프이다. 클리핑되지 않은 신호는 라인(120)으로 표시된다. 라인(122)은 $5.17 + 1.09 \text{ sig}_{\text{rms}} = -8$ 에서의 클리핑을 도시한다. 도 11은 이들 시나리오에서의 대응하는 비트 에러율을, 대응 결과에 대한 소수를 이용하여 도시한다.

도 12는 전체 디지털 신호에 있어서 본 발명의 PAR 축소 방법을 도시하는 흐름도이다. 블록(124)은 서브캐리어 데이터의 DAB 입력 OFDM 심볼 벡터가 DAB 변조기(126)로 입력되는 것을 도시한다. 라인(128) 상의 결과적인 제 1 변조형 신호는 블록(130)에서 제 1 임계치($K1$)를 이용하여 제한된다. 이는 라인(132) 상에 제한된 제 1 변조형 신호를 생성하고, 이 신호는 이후에 블록(134)에서 복조되어 라인(136)에서 데이터 심볼 벡터의 좌표점을 복구한다. 복구된 좌표점은 블록(138)에서 전치 보상되어 전술된 바와 같이 사전 결정된 최소 크기의 동일 위상 및 직각 위상 성분을 가지도록 제한된다. 또한, 이 단계에서 원치 않는 비데이터 서브캐리어가 0으로 클리핑된다. DAB 변조기(140)는 제한된 심볼 벡터를 변조하여 라인(142) 상에 제 2 변조 신호를 생성한다. 이러한 제 2 변조 신호는 제 2 임계치($K2$)를 가지는 제한기(144)에서 제한된다.

제한 동작은 상호 변조 곱을 생성하므로, 이들은 다음과 같은 단계로 축소된다. 라인(146) 상의 제 2 제한 변조형 신호는 블록(148)에서 복조기로 전달된다. 라인(150) 상의 복조형 출력은 블록(152)으로 전달되는데, 이 블록(152)에서 중심 캐리어로부터의 데이터 심볼은 전치 보상되고 비데이터 서브캐리어는 0으로 클리핑된다. 라인(154) 상의 결과적인 신호는 블록(156)에서 변조되고 라인(158) 상의 제 3 변조 신호는 블록(160)에서 다른 제한 임계치($K3$)를 이용하여 제한된다. 본 발명의 바람직한 실시예에서, 블록(148, 152, 156, 160)의 단계가 두 번 반복되고, 제 1 반복에서 제한기(160)에서 임계치($K4$)를 이용한다. 제 2 반복에서, 제한기(160)가 이용되지 않으나, 신호는 라인(162) 상에서 방송을 위한 고 파워 증폭기로 전달된다.

도 13은, 다양한 최종 클리핑 기준을 가지고, 제한 값으로서 $K1 = 3$ 및 $K2, K3, K4 = 4$ 와, F 분율 = $7/8$ 을 이용하여, 도 4의 제한기를 이용하는 샘플 디지털 오디오 방송 신호에서의 OFDM 서브캐리어의 파워 스펙트럼 밀도의 시뮬레이션 결과를 도시하는 그래프이다. 클리핑되지 않은 신호는 라인(164)으로 표시된다. 라인(166)은 $4.5 + 0.78\text{dB}$ 에서의 클리핑을 나타내고, 라인(168)은 $5.0 + 0.77\text{dB}$ 에서의 클리핑을 나타내며, 라인(170)은 $5.5 + 0.77\text{dB}$ 에서의 클리핑의 결과를 나타낸다. 도 14는 이들 시나리오에 있어서 대응하는 비트 에러율을, 대응 결과에 대한 소수를 이용하여 나타낸다.

도 15는, 제한 값으로서 $K1 = 3$ 및 $K2, K3, K4 = 4$ 와, F 분율 = $7/8$ 을 이용하여, PAR 축소 방법을 위하여 도 4의 제한기를 이용하고, 송신기의 출력에서 고 파워 증폭기를 위하여 도 7의 제한기를 이용하는 샘플 디지털 오디오 방송 신호에서의 OFDM 서브캐리어의 파워 스펙트럼 밀도의 시뮬레이션 결과를 도시하는 그래프이다. 클리핑되지 않은 신호는 라인(172)으로 표시된다. 라인(174)은 $\text{sig}_{\text{rms}} = 6$, $\text{PAR} = 6.15 + 0.95\text{dB}$ 에서의 클리핑을 도시하고, 라인(176)은 $\text{sig}_{\text{rms}} = 8$, $\text{PAR} = 6.38 + 0.88\text{dB}$ 에서의 클리핑을 도시한다. 도 16은 이들 시나리오에 있어서 대응하는 비트 에러율을, 대응 결과에 대한 소수를 이용하여 도시한다.

전체 시뮬레이션은 512개의 OFDM 심볼을 이용하여 수행된다. 선택된 최적의 파라미터는 $K1 = 3\text{dB}$, $K2 = 4\text{dB}$, $K3 = 4\text{dB}$, $K4 = 4\text{dB}$, $F = 7/8$ 이다. 고려되는 성능 측정치는 파워 스펙트럼 밀도(PSD)와 비트 에러율(BER)이다. 또한, 복조된 신호의 포인트는 왜곡이 발생하는 것을 나타내도록 도시되었다.

최종 단계에서, 주파수 도메인 내의 신호를 0으로 패딩(padding)함으로써 샘플링 주파수를 두 배가 되게 할 수 있다. PAR 축소 기법의 복잡도를 줄이기 위하여, 최종 단계는 세 번이 아닌 두 번 실행될 수 있다. 성능 손실이 존재할 수 있지만, PSD는 여전히 하이브리드 FM IBOC 마스크 내에 있을 것이다.

본 발명은 FM IBOC DAB 시스템에서 피크 대 평균 비율(PAR)을 축소하는 새로운 방법을 설명한다. 본 방법의 시뮬레이션 결과(파워 증폭기에서 Z 커브와 S 커브를 이용함)는 본 발명에 의해 PAR이 4-7dB로 감소되고, FM 마스크 내에 여전히 유지될 수 있음을 나타낸다. 이러한 전치 보상 방안에 의해 발생하는 왜곡은 최소화된다. 특히 파라미터 $K1 = 3\text{dB}$, $K2 = 4\text{dB}$, $K3 = 4\text{dB}$, $K4 = 4\text{dB}$, $F = 7/8$ 을 이용함으로써, 충분히 FM 마스크 내에 속하는 DAB 신호에 대한 매우 우수한 스펙트럼 점유 플롯이 획득된다. 또한 이러한 특정한 값의 세트로 발생하는 왜곡이 최소화된다.

본 발명은 송신 신호의 전치 보상과 클리핑의 조합을 이용하여, 송신된 신호의 PAR를 최소화한다. 최적화된 송신 신호에서의 PAR 축소는 시뮬레이션 결과로서 입증된다. 본 발명은 바람직한 실시예와 관련하여 설명되었으나, 이하의 청구 범위

에 의하여 정의되고, 그 등가물을 포함하는 본 발명의 범주를 벗어나지 않는 범위 내에서, 개시된 방법 및 시스템에 대하여 다양한 변형이 이루어질 수 있음을 이해할 것이다. 예컨대, 본 발명은 디지털 오디오 방송에 대한 응용의 관점에서 설명되었으나, 이는 멀티캐리어 변조에 의하여 디지털 정보를 송신하는 다른 시스템에 대해서도 적용되는 보다 일반적인 적용 분야를 갖는다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

무선 주파수 신호에서 피크 대 평균 파워 비율(peak to average power ratio)을 축소하는 방법으로서,
다수의 데이터 심볼 벡터(data symbol vector)로 다수의 서브캐리어(sub-carrier)를 변조하여 제 1 변조형 신호(first modulated signal)를 생성하는 단계와,
상기 제 1 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호(first limited modulated signal)를 생성하는 단계와,
상기 제 1 제한 변조형 신호를 복조(demodulating)하여 상기 데이터 심볼 벡터를 복구(recovering)하는 단계와,
상기 데이터 심볼 벡터를 전치 보상(predistorting)하여 상기 데이터 심볼 벡터의 동일 위상(in-phase) 및 직각 위상(quadrature) 성분에 대한 최소 크기를 제공함으로써 전치 보상형 데이터 심볼 벡터를 생성하는 단계와,
상기 전치 보상형 데이터 심볼 벡터로 다수의 캐리어를 변조하여 제 2 변조형 신호를 생성하는 단계와,
상기 제 2 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 2 제한 변조형 신호를 생성하는 단계와,
상기 제 2 제한 변조형 신호에서 상호 변조 곱(intermodulation product)을 축소하는 단계를 포함하는 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,
상기 제 2 제한 변조형 신호에서 상기 상호 변조 곱을 축소하는 상기 단계는,
상기 제 2 변조형 신호를 복조하여 제 2 복조형 신호(second demodulated signal)를 생성하는 단계와,
상기 제 2 복조형 신호에서 비데이터 서브캐리어(non-data subcarrier)를 0으로 클리핑(clipping)하는 단계와,
상기 제 2 복조형 신호를 변조하여 제 3 변조형 신호를 생성하는 단계를 더 포함하는 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 3.

삭제

청구항 4.

제 2 항에 있어서,

상기 제 3 변조형 신호를 제한하는 단계와,
 상기 제 3 변조형 신호를 복조하여 제 3 복조형 신호를 생성하는 단계와,
 상기 제 2 복조형 신호에서 비데이터 서브캐리어를 0으로 클리핑하는 단계와,
 상기 제 3 복조형 신호를 변조하여 제 4 변조형 신호를 생성하는 단계
 를 더 포함하는 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 5. 삭제

청구항 6. 삭제

청구항 7.

제 1 항에 있어서,
 상기 데이터 심볼 벡터는 데이터 심볼을 표시하는 다수의 좌표점(constellation point)을 갖고, 상기 좌표점은 동일 위상 성분 및 직각 위상 성분을 가지며,
 상기 전치 보상 단계는,
 각 좌표점의 상기 동일 위상 성분을 상기 동일 위상 성분의 예측되는 크기의 제 1 사전 결정된 분율 이상의 크기로 스케일링(scaling)하는 단계와,
 각 좌표점의 상기 직각 위상 성분을 상기 직각 위상 성분의 예측되는 크기의 제 2 사전 결정된 분율 이상의 크기로 스케일링하는 단계
 를 포함하는 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 8. 삭제

청구항 9. 삭제

청구항 10.

제 1 항에 있어서,
 상기 제 1 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호를 생성하는 상기 단계는,
 상기 제 1 변조형 신호의 최대 크기를 사전 결정된 상수 크기로 설정하는 단계를 포함하는
 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 11.

제 1 항에 있어서,

상기 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호를 생성하는 상기 단계는,

상기 제 1 변조형 신호의 최대 크기를 스케일링된 Z 커브(scaled Z curve)에 의하여 정의되는 사전 결정된 크기로 설정하는 단계를 포함하는

피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 12.

삭제

청구항 13.

제 1 항에 있어서,

다수의 데이터 심볼 벡터로 다수의 서브캐리어를 변조하여 제 1 변조형 신호를 생성하는 상기 단계는,

상기 데이터 심볼 벡터에 대하여 역 고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform)을 적용하는 단계와,

상기 데이터 심볼 벡터에 순환 프리픽스(cyclic prefix)를 적용하는 단계와,

상기 데이터 심볼 벡터에 대하여 루트 상승형 코사인 윈도우(root raised cosine window)를 적용하는 단계를 포함하는

피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 14.

무선 주파수 신호에서 피크 대 평균 파워 비율을 축소하는 방법으로서,

다수의 데이터 심볼 벡터로 다수의 서브캐리어-상기 서브캐리어의 제 1 그룹은 무선 채널(radio channel)의 상위 및 하위 측대역(upper and lower sideband)에 놓여있고, 상기 서브캐리어의 제 2 그룹은 상기 무선 채널의 중심 대역(central band) 내에 놓여 있음-를 변조하여 제 1 변조형 신호를 생성하는 단계와,

상기 제 1 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호를 생성하는 단계와,

상기 제 1 제한 변조형 신호에서 상호 변조 곱을 제거하는 단계와,

상기 제 1 제한 변조형 신호를 복조하여 데이터 좌표점을 복구하는 단계와,

상기 제 1 및 제 2 서브캐리어 그룹에 대해 상기 데이터 심볼 벡터를 전치 보상하여 상기 데이터 심볼 벡터의 동일 위상 및 직각 위상 성분에 대한 최소 크기를 제공함으로써 전치 보상형 데이터 심볼 벡터를 생성하는 단계와,

상기 전치 보상형 데이터 심볼 벡터로 다수의 캐리어를 변조하여 제 2 변조형 신호를 생성하는 단계와,

상기 제 2 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 2 제한 변조형 신호를 생성하는 단계와,

상기 제 2 제한 변조형 신호에서 상호 변조 곱을 제거하는 단계와,

상기 제 2 서브캐리어 그룹에 대해 상기 데이터 심볼 벡터를 전치 보상하여 상기 데이터 심볼 벡터의 동일 위상 및 직각 위상 성분에 대하여 최소 크기를 제공함으로써 추가적 전치 보상형 데이터 심볼 벡터를 생성하는 단계

를 포함하는 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 15.

제 14 항에 있어서,

상기 제 2 제한 변조형 신호에서 상기 상호 변조 곱을 제거하는 상기 단계는,

상기 제 2 변조형 신호를 복조하여 제 2 복조형 신호를 생성하는 단계와,

상기 제 2 복조형 신호 내에서 비데이터 서브캐리어를 0으로 클리핑하는 단계와,

상기 제 2 복조형 신호를 변조하여 제 3 변조형 신호를 생성하는 단계

를 포함하는 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 16.

삭제

청구항 17.

제 15 항에 있어서,

상기 제 3 변조형 신호를 제한하는 단계와,

상기 제 3 변조형 신호를 복조하여 제 3 복조형 신호를 생성하는 단계와,

상기 제 3 복조형 신호 내에서 비데이터 서브캐리어를 0으로 클리핑하는 단계와,

상기 제 3 복조형 신호를 변조하여 제 4 변조형 신호를 생성하는 단계

를 더 포함하는 피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 18.

삭제

청구항 19.

삭제

청구항 20.

제 14 항에 있어서,

상기 데이터 심볼 벡터는 데이터 심볼을 표시하는 다수의 좌표점을 포함하고, 상기 좌표점은 동일 위상 성분 및 직각 위상 성분을 가지며,

상기 전치 보상 단계는,

각 좌표점의 상기 동일 위상 성분을 상기 동일 위상 성분의 예측되는 크기의 제 1 사전 결정된 분율 이상의 크기로 스케일링하는 단계와,

각 좌표점의 상기 직각 위상 성분을 상기 직각 위상 성분의 예측되는 크기의 제 2 사전 결정된 분율 이상의 크기로 스케일링하는 단계를 포함하는

피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 21.

삭제

청구항 22.

삭제

청구항 23.

제 14 항에 있어서,

상기 제 1 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호를 생성하는 상기 단계는,

상기 제 1 변조형 신호의 최대 크기를 사전 결정된 상수 크기로 설정하는 단계를 포함하는

피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 24.

제 14 항에 있어서,

상기 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호를 생성하는 상기 단계는,

상기 제 1 변조형 신호의 최대 크기를 스케일링된 Z 커브에 의하여 정의되는 사전 결정된 크기로 설정하는 단계를 포함하는

피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 25.

삭제

청구항 26.

제 14 항에 있어서,

다수의 데이터 심볼 벡터로 다수의 서브캐리어를 변조하여 제 1 변조형 신호를 생성하는 상기 단계는,

상기 데이터 심볼 벡터에 대하여 역 고속 푸리에 변환을 적용하는 단계와,

상기 데이터 심볼 벡터에 순환 프리픽스를 적용하는 단계를 포함하는

피크 대 평균 파워 비율 축소 방법.

청구항 27.

무선 주파수 신호에서 축소된 피크 대 평균 파워 비율을 제공하는 무선 주파수 송신기로서,

다수의 데이터 심볼 벡터로 다수의 서브캐리어를 변조하여 제 1 변조형 신호를 생성하는 수단(36)과,

상기 제 1 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호를 생성하는 수단(40)과,

상기 제 1 제한 변조형 신호를 복조하여 상기 데이터 심볼 벡터를 복구하는 수단(42)과,

상기 데이터 심볼 벡터를 전치 보상하여 상기 데이터 심볼 벡터의 동일 위상 및 직각 위상 성분에 대한 최소 크기를 제공함으로써 전치 보상형 데이터 심볼 벡터를 생성하는 수단(44)과,

상기 전치 보상형 데이터 심볼 벡터로 다수의 캐리어를 변조하여 제 2 변조형 신호를 생성하는 수단(46)과,

상기 제 2 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 2 제한 변조형 신호를 생성하는 수단(48)과,

상기 제 2 제한 변조형 신호에서 상호 변조 곱을 축소하는 수단(50)

을 포함하는 무선 주파수 송신기.

청구항 28.

무선 주파수 신호에서 축소된 피크 대 평균 파워 비율을 제공하는 무선 주파수 송신기로서,

다수의 데이터 심볼 벡터로 다수의 서브캐리어-상기 서브캐리어의 제 1 그룹은 무선 채널의 상위 및 하위 측대역에 놓여 있고, 상기 서브캐리어의 제 2 그룹은 상기 무선 채널의 중심 대역 내에 놓여있음-를 변조하여 제 1 변조형 신호를 생성하는 수단(36)과,

상기 제 1 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 1 제한 변조형 신호를 생성하고 상기 제 1 제한 변조형 신호에서 상호 변조 곱을 제거하는 수단(40)과,

상기 제 1 제한 변조형 신호를 복조하여 데이터 좌표점을 복구하는 수단(42)과,

상기 제 1 및 제 2 서브캐리어 그룹에 대해 상기 데이터 심볼 벡터를 전치 보상하여 상기 데이터 심볼 벡터의 동일 위상 및 직각 위상 성분에 대한 최소 크기를 제공함으로써 전치 보상형 데이터 심볼 벡터를 생성하는 수단(44)과,

상기 전치 보상형 데이터 심볼 벡터로 다수의 캐리어를 변조하여 제 2 변조형 신호를 생성하는 수단(46)과,

상기 제 2 변조형 신호의 크기를 제한하여 제 2 제한 변조형 신호를 생성하는 수단(48)과,

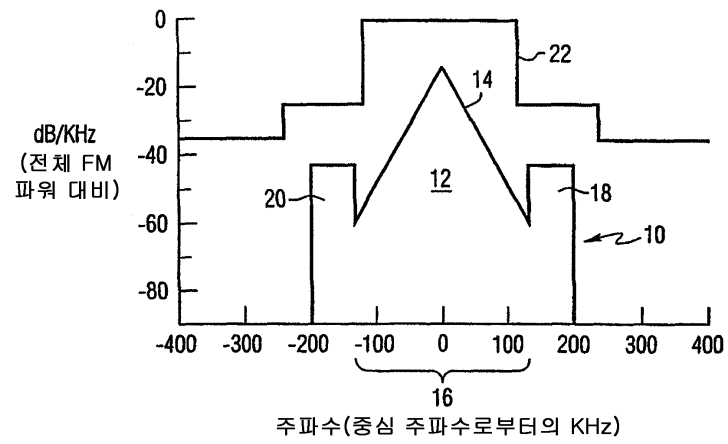
상기 제 2 제한 변조형 신호에서 상호 변조 곱을 제거하는 수단(50)과,

상기 제 2 서브캐리어 그룹에서 상기 데이터 심볼 벡터를 전치 보상하여 상기 데이터 심볼 벡터의 동일 위상 및 직각 위상 성분에 대하여 최소 크기를 제공함으로써 추가적 전치 보상형 데이터 심볼 벡터를 생성하는 수단(44)

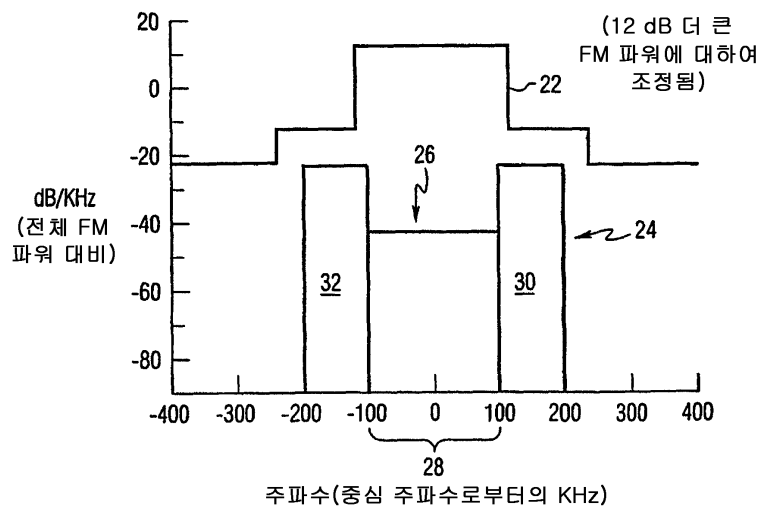
을 포함하는 무선 주파수 송신기.

도면

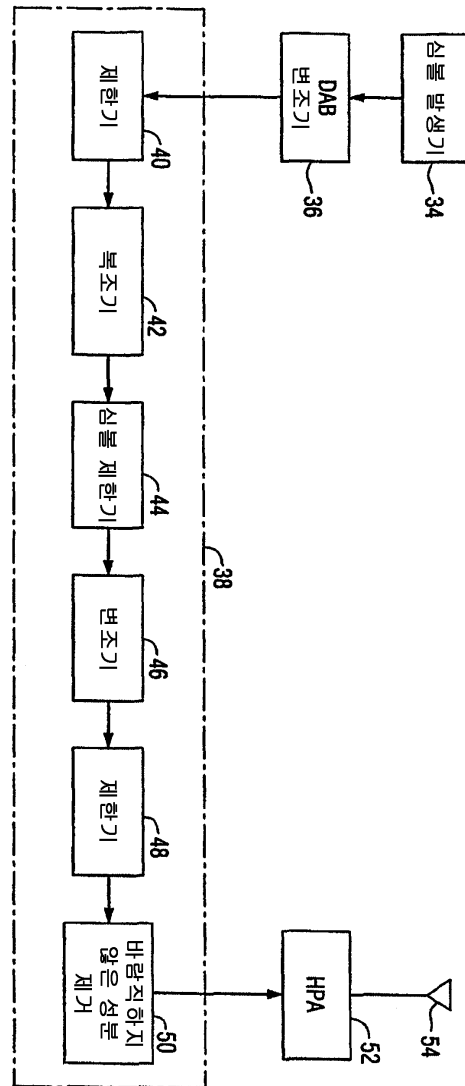
도면1



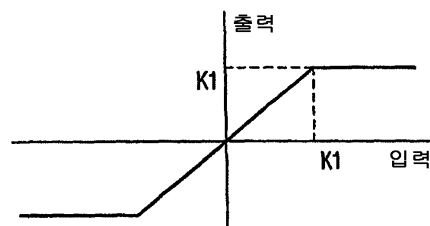
도면2



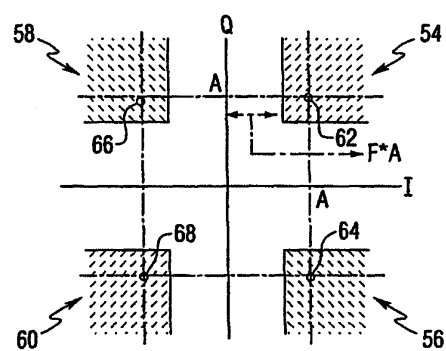
도면3



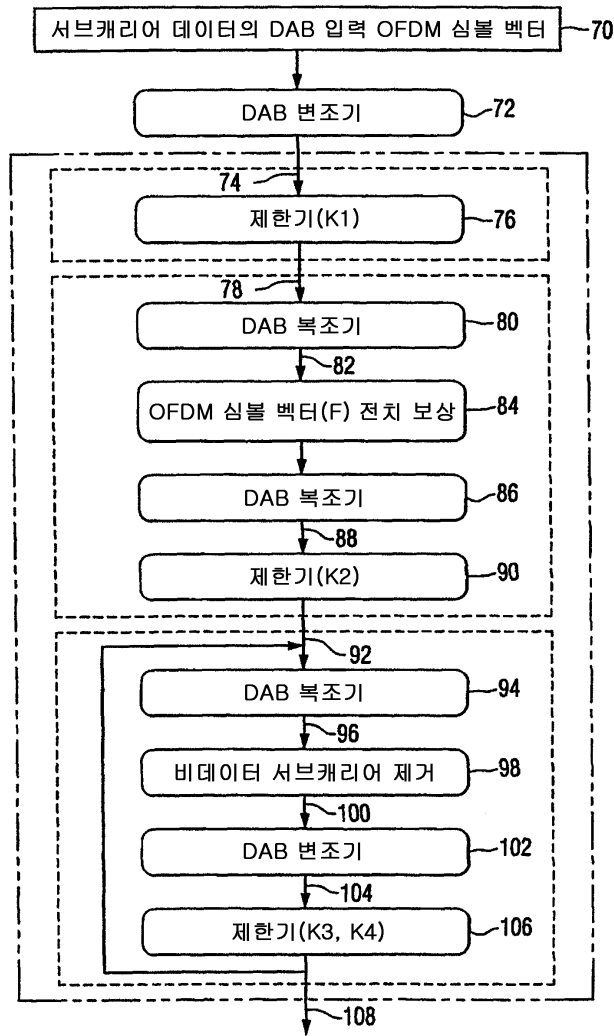
도면4



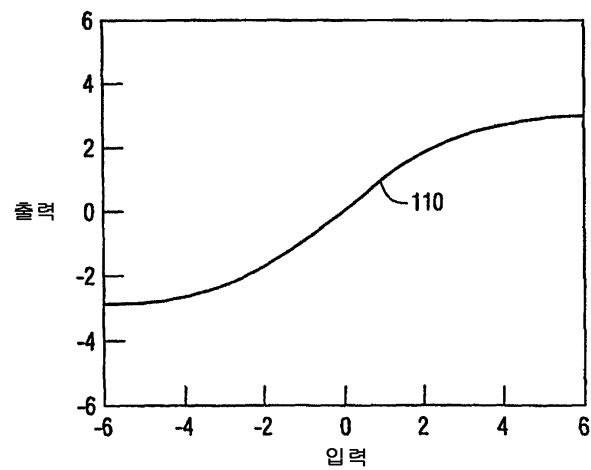
도면5



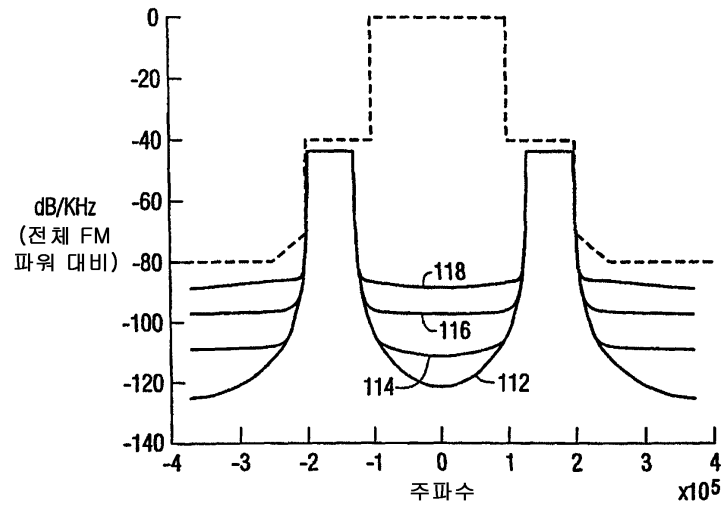
도면6



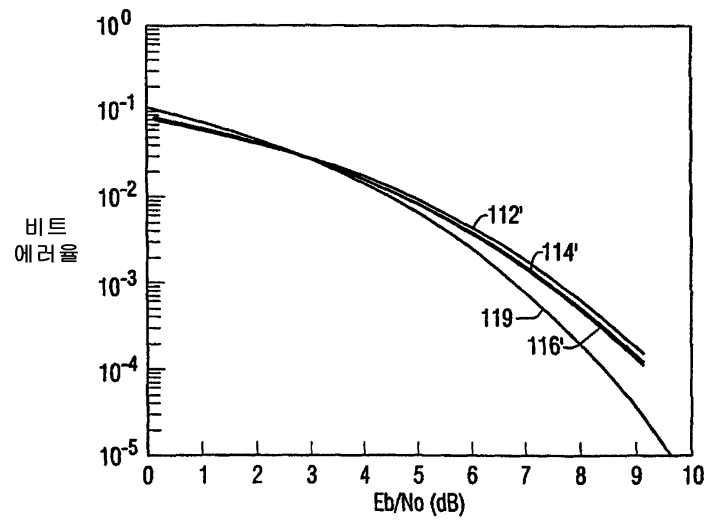
도면7



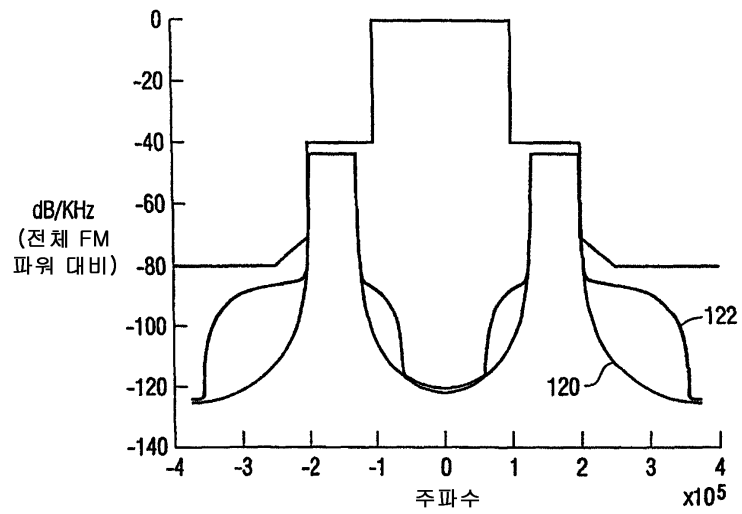
도면8



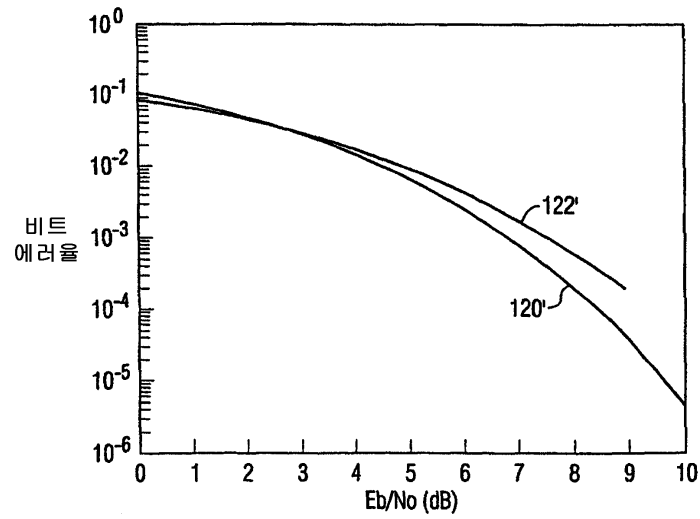
도면9



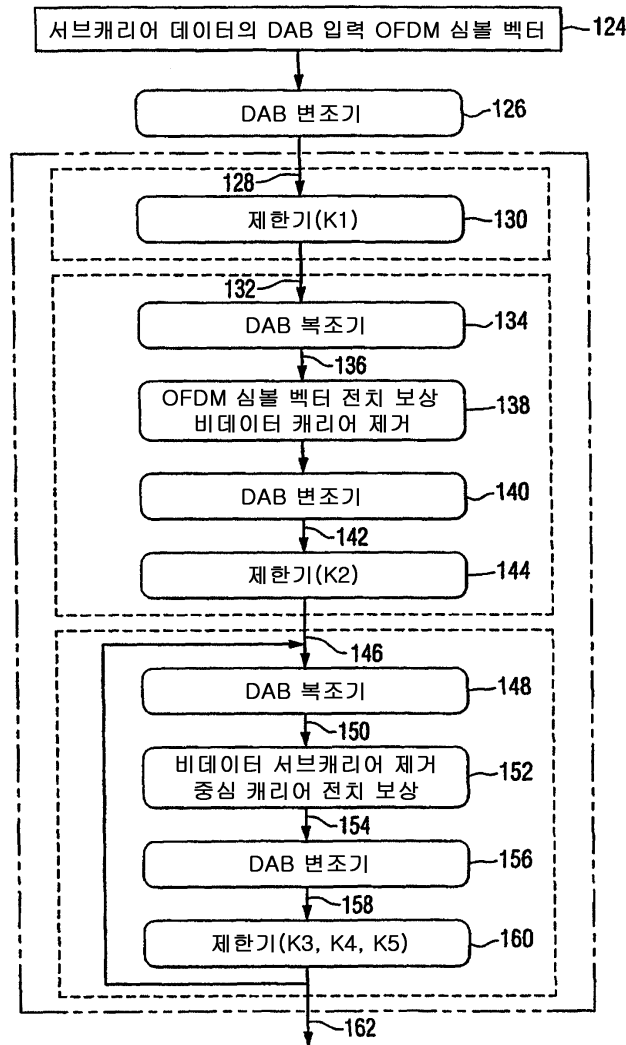
도면10



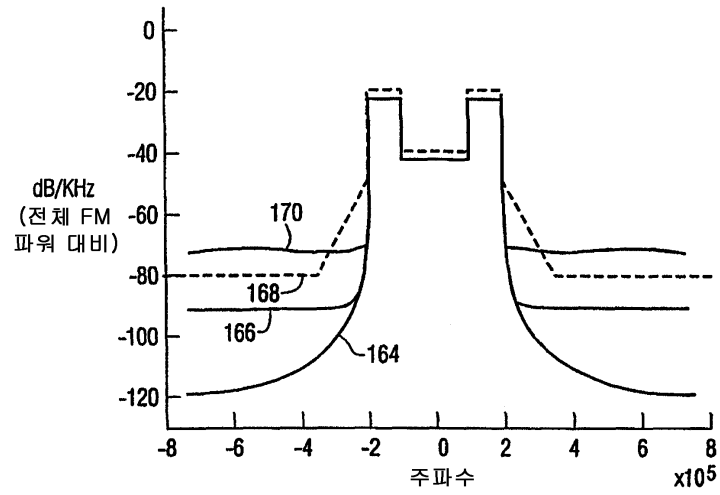
도면11



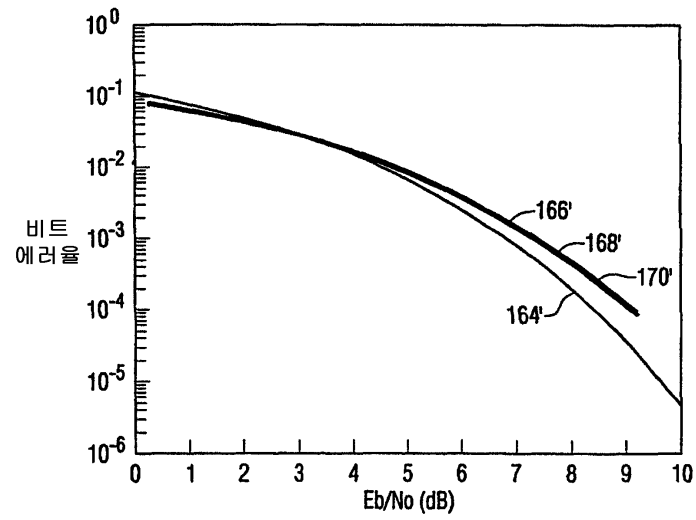
도면12



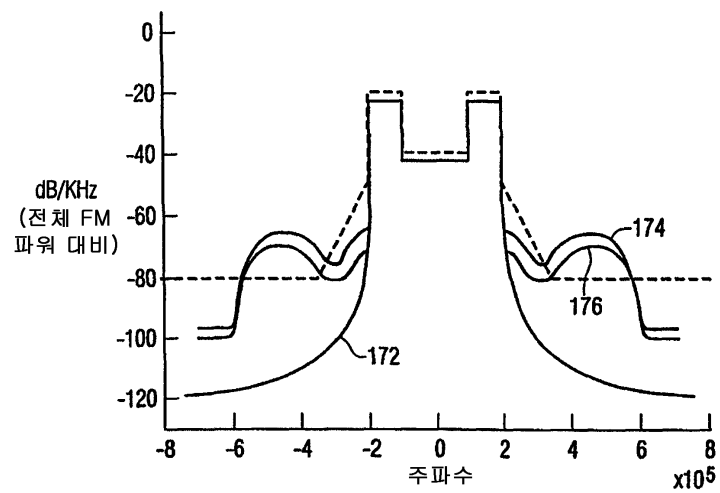
도면13



도면14



도면15



도면16

