



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2009년03월25일
(11) 등록번호 10-0890182
(24) 등록일자 2009년03월17일

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01) H04B 7/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2007-0133696

(22) 출원일자 2007년12월18일

심사청구일자 2007년12월18일

(56) 선행기술조사문헌

KR1020040110038 A

KR1020060070901 A

KR1020060001646 A

(73) 특허권자

인하대학교 산학협력단

인천 남구 용현동 253 인하대학교

(72) 발명자

곽경섭

인천 남구 용현3동 인하대학교 6호관 141호

신선경

경기 고양시 덕양구 성사동 신원당 태영아파트
603-105

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

이원희

전체 청구항 수 : 총 6 항

심사관 : 김상철

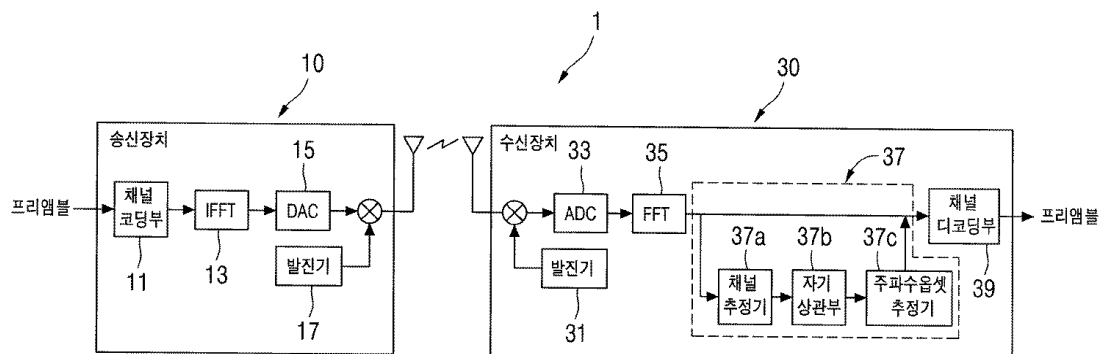
(54) MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵셋결합추정장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵셋 결합추정장치 및 방법에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 MB-OFDM 시스템에 적합한 낮은 계수(Rank)를 적용함으로써 복잡도를 낮추는 낮은 계수 LMMSE 채널 추정법을 이용하여, 추정된 채널의 자기상관특성을 이용하는 간단한 구조를 추가함으로써, 낮은 복잡도로 채널 추정 및 주파수 옵셋 추정을 결합되도록 할 수 있는 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵셋 결합추정장치 및 방법을 제공하기 위한 것이다.

그 기술적 구성은 MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합장치에 있어서, 수신되는 OFDM 신호가 푸리에 변환되어 입력되고, 실제 채널값과 추정된 채널값 간의 평균제곱오차를 최소화 하는 선형최소평균제곱오차 채널 추정법을 이용하여 채널 추정 결과를 산출하는 채널 추정기; 주파수 옵셋이 고려된 상기 채널 추정기를 통해 산출된 결과값을 이용하여 자기 상관값을 산출하는 자기 상관부; 상기 자기 상관부에서 산출된 최대값을 가지는 주파수 옵셋을 산출하여 실제 주파수 옵셋을 추정하는 주파수 옵셋 추정기; 를 포함하는 것을 특징으로 한다.

대표도



(72) 발명자

성태경

인천 남구 용현3동 인하대학교 6호관 142호

남상균

인천 남구 용현3동 인하대학교 6호관 142호

특허청구의 범위

청구항 1

MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합장치에 있어서,

수신되는 OFDM 신호가 푸리에 변환되어 입력되고, 실제 채널값과 추정된 채널값 간의 평균제곱오차를 최소로 하는 선형최소평균제곱오차 채널 추정법을 이용하여 채널 추정 결과를 산출하는 채널 추정기;

주파수 오프셋이 고려된 상기 채널 추정기를 통해 산출된 결과값을 이용하여 자기 상관값을 산출하는 자기 상관부;

상기 자기 상관부에서 산출된 최대값을 가지는 주파수 오프셋을 산출하여 실제 주파수 오프셋을 추정하되, 가정치 주파수 오프셋의 최대 최소 범위가 시스템에 따라 기 설정되어 이진 검색으로 주파수 오프셋이 추정되는 것을 특징으로 하는 주파수 오프셋 추정기;

를 포함하는 MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합장치.

청구항 2

삭제

청구항 3

청구항 1에 있어서,

상기 채널 추정기는 선형최소평균제곱오차 채널 추정법을 이용하되, 낮은 계수 선형최소평균제곱오차(Low - Rank LMMSE)를 적용하여 특이값 분해를 통해 계수를 임계점까지 줄이는 것을 특징으로 하는 MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합장치.

청구항 4

삭제

청구항 5

삭제

청구항 6

청구항 1에 있어서,

상기 수신되는 OFDM 신호에 발생하는 간섭은 반송파 간 간섭(Inter Carrier Interference)인 것을 특징으로 하는 MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합장치.

청구항 7

청구항 6에 있어서,

상기 수신되는 OFDM 신호는 PLCP 프리앰블 중 주파수 영역 신호로서 채널 추정을 위해 이용되는 CE 시퀀스(Channel Estimation Sequence)인 것을 특징으로 하는 MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합장치.

청구항 8

MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합방법에 있어서,

수신장치에서 수신 안테나를 통하여 OFDM 신호가 감지되어 푸리에 변환되는 제1 단계;

상기 제1 단계에 입력된 OFDM 신호를 이용하여 실제 채널값과 추정된 채널값 간의 평균제곱오차를 최소로 하는 선형최소평균제곱오차 채널 추정법을 이용하여 채널 추정 결과를 산출하는 제2 단계;

상기 2단계에서 산출된 결과값을 자기 상관시켜 자기 상관 결과를 산출하되, 자기 상관값이 실제 채널값과 추정된 채널값과 동일할때 최대값을 가지는 자기상관값을 산출하는 제3 단계;

상기 3단계에서 산출된 최대값을 바탕으로 주파수 옵셋을 산출하되, 가정치 주파수 옵셋의 최대 최소 범위가 시스템에 따라 기 설정되어 이진 검색으로 실제 주파수 옵셋을 추정하는 제4 단계;

를 포함하는 MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합방법.

청구항 9

삭제

청구항 10

청구항 8에 있어서,

상기 제2 단계는

선형최소평균제곱오차 채널 추정법을 이용하되, 낮은 계수 선형최소평균제곱오차(Low - Rank LMMSE)를 적용하여 특이값 분해를 통해 계수를 임계점까지 줄이는 것을 특징으로 하는 MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합방법.

청구항 11

삭제

청구항 12

삭제

명세서

발명의 상세한 설명

기술분야

- <1> 본 발명은 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵셋 결합추정장치 및 방법에 관한 것으로, MB-OFDM 시스템에서 채널 추정 결과를 자기 상관화하여 주파수 옵셋까지 추정할 수 있는 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵셋 결합추정장치 및 방법에 관한 것이다.

배경기술

- <2> 일반적으로, OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 직교주파수분할)은 고속의 송신신호를 다수의 직교하는 협대역 반송파로 다중화시키는 디지털 변조 방식으로서, 고속의 전송률을 가지는 데이터 열을 저속의 전송률을 가지는 다수의 데이터 열로 나누며, 이를 다수의 부 반송파를 이용하여 동시에 전송하는 것이다.
- <3> 즉, 고속의 데이터를 각 반송파가 직교 관계에 있는 다수의 부 반송파로 나누고, 이를 전송하는 디지털 변조 방식으로서, 다중 경로(Multi-Path)에 의한 심볼 간 간섭(ISI: Inter-Symbol Interference)에 강한 특성이 있어 고속 데이터 전송에 적합하다.
- <4> 여기서, MB-OFDM 시스템은 OFDM을 기반으로 2-3 개의 부 대역(Sub-Band)를 정해진 주파수 도약 패턴에 따라 심볼을 전송하며, 높은 전송률을 가지고, 다중경로지연에 의한 심볼 간 간섭을 CP(Cyclic Prefix)를 이용하여 제거가능하다.
- <5> 그리고, 송신장치 및 수신장치에서 복수의 반송파를 변, 복조하는 과정은 각각 IDFT 및 DFT를 수행한 것과 같은 결과를 가져오고, IFFT 및 FFT를 사용하여 고속으로 구현가능하다.
- <6> 더불어, 각각의 피코넷은 데이터 전송을 위해 특정 부대역(Sub-Band)을 점유할 수 있는 상대적인 시간상의 순서, 즉 서로 다른 고유의 시간 주파수 코드(TF Code)를 부여받게 되고, 그에 따른 주파수 도약 패턴에 의해 해당 주파수 대역 내 특정 부대역을 사용하여 OFDM 심볼을 전송하게 된다.

- <7> 따라서, MB-OFDM 시스템의 경우에는 일반적인 OFDM 시스템과는 달리, 다중대역을 이용한 주파수 도약을 통해 OFDM 심볼을 전송하는 방식을 취하고 있고, 피코넷 마다 고유의 시간 주파수 코드에 의해 특정 주파수 대역 내의 부대역 도약 패턴이 각각 다르게 할당되므로, 이를 감안한 효과적인 동기화가 요구된다.
- <8> 그리고, MB-OFDM 시스템 기술 규격에서 제공하는 동기화를 위한 PLCP 프리앰블은 총 30 개의 OFDM 심볼들로 구성되며, 세부적으로는 21 개의 패킷 동기화(PS: Packet Synchronization) 시퀀스와, 3 개의 프레임 동기화(FS: Frame Synchronization) 시퀀스 및 6 개의 채널 추정(CE: Channel Estimation) 시퀀스의 세 부분으로 분류될 수 있다.
- <9> 더불어, OFDM 시스템은 부 반송파 간에 직교성을 유지함으로써 높은 대역폭 효율을 가지게 되고, 각각의 부 채널에서는 간단한 단일탭 등화기를 사용하여 채널로 인한 왜곡을 보상할 수 있기 때문에 주파수 선택적 페이딩 채널에 강한 특성을 갖게 되며, 심각한 인접 심볼 간 간섭(ISI: Inter-Symbol Interference) 문제를 CP(Cyclic Prefix)를 사용하여 용이하게 해결할 수 있다.
- <10> 하지만, 위상 잡음 및 주파수 오프셋에 의해 부 반송파 간의 직교성이 파괴되는 경우에는 인접 반송파 간 간섭(ICI: Inter-Carrier Interference)이 발생되어 시스템 성능을 크게 저하시키는 결과를 초래하게 된다.
- <11> 이러한 성능 열화의 원인으로 도플러(Doppler) 주파수에 의한 데이터 심볼 순환 천이와, 수신단 발진기 오류에 의한 채널 간 간섭(ICI)을 유발하는 반송파 주파수 오프셋 및 송신단 DAC(Digital to Analog Converter)와, 수신단 ADC(Analog to Digital Converter)에서의 샘플링 주파수 간 오차로 인한 부 반송파 간 직교성 파괴로 채널 간 간섭이 유발되며, 신호 진폭 감쇄 및 데이터 심볼의 위상 회전으로 신호 대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio) 손실을 가져오는 샘플링 주파수 오프셋 등이 있다.
- <12> 특히, MB-OFDM 시스템에서는 528MHz 의 초고속 샘플링 주파수를 사용하기 때문에, 기존의 무선 통신 시스템들과 비교했을 때 상대적으로 샘플링 주파수 오프셋의 영향에 민감하게 되므로 샘플링 주파수 오프셋에 대한 정확한 추정 및 보상이 요구된다.
- <13> 이러한 OFDM 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋의 효과적인 추정을 위하여, 훈련 심볼을 이용하여 주파수 영역에서의 위상 비교를 통해 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋을 결합 추정하는 방법을 제시한 바 있다.
- <14> 그러나, 상기 방법은 특별한 구조를 가지는 훈련 심볼의 사용을 추가적으로 고려해야 하므로 다소 비효율적이며, 특히 MB-OFDM UWB 시스템 고유의 시간 관련 변수 및 주파수 운용 방식 등을 비롯한 기술 규격에 적합하지 않은 등의 문제점이 있었다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <15> 본 발명은 상기한 문제점을 해결하기 위하여 안출한 것으로, MB-OFDM 시스템에 적합한 특이값의 수를 적용하여 복잡도를 낮추고 동시에, 채널 추정 결과의 자기상관화 특성을 이용하여 주파수 오프셋까지 추정가능한 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 오프셋 결합추정장치 및 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.
- <16> 본 발명의 다른 목적은 채널 환경에 따른 링크를 적용하여 채널 추정의 복잡도를 경감시키되, 낮은 복잡도로 구현 가능한 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 오프셋 결합추정장치 및 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.
- <17>

과제 해결수단

- <18> 본 발명은 MB-OFDM 시스템에 적합한 특이값의 수를 적용하여 복잡도를 낮춘 채널 추정 및 주파수 오프셋을 결합하여 채널을 추정할 수 있는 장치 및 방법이며, 이를 위하여 LS 채널 추정법, LMMSE 채널 추정법, Low rank LMMSE 채널 추정법 및 자기 상관화를 이용하여 주파수 오프셋까지 추정할 수 있도록 이루어진다.

효 과

- <19> 이상에서 설명한 바와 같이 상기와 같은 구성을 갖는 본 발명은 MB-OFDM 시스템의 채널 추정 및 주파수 오프셋 추정의 복잡도를 낮추는 Low rank LMMSE 채널 추정 알고리즘을 이용하여 채널을 추정하고, 주파수 오프셋 추정을 위해 추정된 채널의 자기 상관 특성을 이용하는 간단한 구조를 추가함으로써, 낮은 복잡도로 채널 추정 및 주파수

옅셋 추정을 결합하여 추정하는 기법이며, 채널환경에 적절한 계수(Rank)를 적용함으로써, 낮은 복잡도로 비트 오류율 손실을 최소화하여 채널 추정 및 주파수 옅셋 추정을 결합되도록 추정할 수 있는 등의 효과를 거둘 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- <20> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위하여 본 발명은 MB-OFDM 시스템 기반 채널 추정 및 주파수 추정결합장치에 있어서, 수신되는 OFDM 신호가 푸리에 변환되어 입력되고, 실제 채널값과 추정된 채널값 간의 평균제곱오차를 최소로 하는 선형최소평균제곱오차 채널 추정법을 이용하여 채널 추정 결과를 산출하는 채널 추정기; 주파수 옅셋이 고려된 상기 채널 추정기를 통해 산출된 결과값을 이용하여 자기 상관값을 산출하는 자기 상관부; 상기 자기 상관부에서 산출된 최대값을 가지는 주파수 옅셋을 산출하여 실제 주파수 옅셋을 추정하는 주파수 옅셋 추정기; 를 포함한다.
- <21> 이하, 본 발명에 따른 실시예를 첨부된 예시도면을 참고로 하여 상세하게 설명한다.
- <22> 도 1은 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옅셋 결합추정장치를 개략적으로 도시한 블록구성도이다. 도면에서 도시하고 있는 바와 같이, 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템(1)은 송신장치(10)와, 수신장치(30)를 포함하여 이루어진다.
- <23> 여기서, 송신장치(10)는 채널 코딩부(11)와, IFFT(13)와, DAC(15)와, 발진기(17)를 포함하여 이루어진다.
- <24> 그리고, 채널 코딩부(11)는 전송 과정에서 손실될 신호의 복구를 위하여 PLCP 프리앰블(Physical Layer Convergence Procedure Preamble)에 잉여 비트를 추가한다. 바람직하게는, 버스트 에러(Burst Error)를 방지하기 위하여 비트 스트림의 순서를 섞고(Scramble), 콘볼루션 코딩을 한다.
- <25> 잉여 비트들의 비율이 많으면 많을수록 채널로 전송 중에 발생하는 에러를 복구할 수 있는 가능성이 커지며, 채널 코딩된 비트 스트림에서 정보를 담고 있는 비트들의 비율을 채널 코딩율이라고 한다.
- <26> 그리고, 채널 코딩율은 비트 스트림에 잉여 비트를 전혀 추가하지 않은 경우에는 1 이 되고, 잉여 비트들과 정보 비트들의 비율이 같으면 1/2이 되며, 채널 코딩율은 전송 채널의 환경에 따라 적절한 것을 선택할 수 있으며, 1/2 이외에도 1/3, 2/3, 3/4 등이 사용될 수도 있다.
- <27> 더불어, 채널 코딩된 비트 스트림은 병렬로 IFFT(Inverse Fast Fourier Transformation, 13)에 입력되는데, IFFT(13)는 시간 영역의 샘플링된 파형들을 만들고, 이들을 더해서 샘플링된 OFDM 신호를 생성하게 되는데, 샘플링된 OFDM 신호는 DAC(Digital to Analog Converter, 15)에 의해 아날로그 형태의 OFDM 신호가 된다.
- <28> 그리고, OFDM 신호는 발진기(Oscillator, 17) 및 송신 안테나를 이용하여 전파되는데, 각 대역의 반송파들로 각 대역의 신호로 무선 매체에 의해 방출된다.
- <29> 또한, 수신장치(30)는 상기 OFDM 신호가 수신되는 수신 안테나와, 수신되는 OFDM 신호의 중심 주파수에 해당하는 정현파를 발생시키는 발진기(31)와, 수신되는 OFDM 신호를 디지털 신호로 변환하는 ADC(Analog to Digital Converter, 33)와, 디지털로 변환된 OFDM 신호를 푸리에 변환하는 FFT(35)와, 채널 및 주파수 옅셋을 추정할 수 있도록 구비되는 채널 및 주파수 옅셋 결합추정장치(37)와, 채널 디코딩부(39)를 포함하여 이루어진다.
- <30> 더불어, 채널 추정은 주파수 영역에서 최소자승법(LS: Least Square) 또는 최소평균제곱오차법(MMSE: Minimum Mean Square Error)을 응용하여 유도할 수 있는데, 최소 자승법을 이용한 채널 추정은 구조가 단순한 반면 채널의 통계적 특성을 이용하지 않으므로 잡음에 민감하고, 최소평균제곱오차법은 자기 상관 및 상호 상관과 같은 채널의 2차 모멘트를 이용하므로 계산량이 감소하지만 잡음을 고려한 전체 추정 오차가 최소가 되도록 하므로, 널(Null)을 갖는 페이딩 채널(Fading Channel)의 경우 우수한 성능을 나타낸다.
- <31> 따라서, 본 발명에 따른 채널 및 주파수 옅셋 결합추정장치(37)는 최소자승법 및 최소평균제곱오차법을 응용하되, 채널 추정을 한 결과를 이용하여 자기 상관화를 통하여 주파수 옅셋을 추정할 수 있도록 구성되며, 이에 따라 계산 복잡도 및 시간을 줄일 수 있다.
- <32> 그리고, 본 발명에 따른 채널 및 주파수 옅셋 결합추정장치(37)는 채널의 왜곡을 보상하기 위하여 등화를 수행해야 하는데, 각각의 부채널이 주파수 비선택적 페이딩 채널로 근사화되므로, 각 부채널에서의 등화기는 단일탭 형태가 되며, 상기 등화기의 계수는 추정된 부채널의 역이 되므로, 수신장치(30)에서는 각 부채널을 추정하는 채널 추정이 요구되어 채널 추정기(37a)를 구비한다.

- <33> 도 2는 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템에 적용되는 주파수 분할을 개략적으로 도시한 도이다. 도면에서 도시한 바와 같이, 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템에 적용되는 주파수 분할은 실내 무선 통신 분야를 위해 할당된 3.1GHz 에서 10.6GHz 까지의 전체 7.5GHz 주파수 대역을 528MHz에 해당하는 다수의 부대역(Sub-Band)들로 나누어 다수개의 대역(Multi-Band)을 구성한다.
- <34> 이러한 다수개의 대역은 구체적으로 528MHz의 주파수 간격과, 대역폭을 가지는 총 14개의 부대역으로 구성되며, 이는 다시 5 개의 주파수 대역으로 분류되는데, 이 중에서 특히 5GHz U-NII(Unlicensed National Information Infrastructure) 대역에서 간섭이 존재하는 경우에는 제2 대역을 생략할 수 있다.
- <35> 그리고, MB-OFDM 시스템의 빠른 구현을 위하여, 우선적으로 제1 대역의 사용을 의무 사항으로, 제2 대역 내지 제5 대역을 선택 사항으로 각각 제시하고 있으며, 다중경로 채널 및 간섭에 대한 강인성을 위해 TFI-OFDM 방식을 제안하고 있는데, 이를 통해 하나의 부대역을 점유하는 OFDM 심볼들은 시간 및 주파수 상으로 인터리빙(Inter-living)되어 전송되는 형태를 갖게된다.
- <36> 즉, 특정 시간에 전송되는 OFDM 심볼을 위해서는 제1 대역의 3 개의 부대역 중 단 하나만의 부대역만이 사용되며, 이를 위해 RF(Radio Frequency)단에서 주파수 합성기를 추가적으로 사용하게 된다.
- <37> 또한, MB-OFDM 시스템에서는 데이터 변조를 위해 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)를 사용하고 OFDM 을 위한 FFT(35) 포인트 수는 128을 선택하는 것이 바람직하며, 이를 기반으로 채널 부호화율의 선택, 시간 및 주파수 상에서의 확산 방식을 조합하여 다양한 데이터 전송률의 지원이 가능하게 된다.
- <38> 그리고, MB-OFDM시스템에서의 기본적인 시간 관련 변수를 제시하고 있는데, 528MHz에 해당하는 부대역 대역폭(Band Width) 내의 총 128 개의 부 반송파 중에서 100개는 정보를 이용하기 위한 데이터 부 반송파로 사용되고, 12 개는 전체 주파수에 걸쳐 균등하게 배치되는 파일럿(Pilot) 부 반송파로 사용되며 나머지 16개는 다양한 목적을 위한 보호(Guard) 및 가상(Virtual) 부 반송파로 사용한다,
- <39> 이와 더불어 다중경로 채널에 의한 심볼 간 간섭 및 반송파 간 간섭의 영향 뿐 아니라, 대역 내 리플(Ripple)의 발생 또한 억제하기 위해, 기존의 OFDM 시스템에서 사용되던 CP(Cyclic Prefix) 대신 OFDM 심볼 구간 이전 60.61 [nsec] 동안 0을 삽입하여 전송하는 ZP(Zero-Padded Prefix) 방식을 사용하고 있다.
- <40> 그리고, 이러한 ZP를 사용하게 되면, 심볼 간 간섭은 방지되지만, 여전히 반송파 간 간섭은 존재하므로, 이를 제거하기 위하여 수신장치(30)에서는 수신된 심볼 구간 이후에 채널의 영향으로 인해 나타나는 신호들을 복사하여 심볼의 앞부분에 그대로 더해줌으로써 CP를 삽입한 것과 같은 효과를 얻게 된다.
- <41> 또한, 시간 및 주파수 상의 인터리빙을 위한 부대역 간 도약 과정에서 주파수 합성기의 안정적인 스위칭 시간을 제공하기 위하여, OFDM 심볼 구간 이후에 9.47[nsec] 동안 0을 추가로 삽입하는 보호 구간(Guard Interval: GI)을 두고 있다.
- <42> 그리고, 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템에서는 각각의 대역 내에 존재하는 부대역의 중심 주파수가 시간-주파수 코드(Time-Frequency Code)에 따라 도약(호핑: Hopping)함으로써 다양성 이득을 얻고, 동시에 운용가능한 피코넷(Simultaneously Operating Piconet) 간의 간섭을 최소화하는데, 상기 도약에서 주파수 안정기의 안정화를 위해 심볼 구간 이후에 9.47ns 동안 0을 삽입한다.
- <43> 더불어, MB-OFDM 시스템의 물리계층 변수는 하기 표 1과 같다.

표 1

Parameter	Value
Bandwidth	528MHz
FFT size	128
Number of subcarriers	100
Number of defined pilot carriers	12
Number of guard carriers	10
Subcarrier frequency spacing	4.125MHz
IFFT/FFT period	242.42MHz
Cyclic prefix duration	60.61ns
Guard interval duration	9.47ns
Symbol interval	312.5ns
Modulation	QPSK
FEC	Convolutional Code

<44>

- <45> 도 3은 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템에서 이용되는 PLCP 프리앰블을 개략적으로 도시한 도이다. 도면에서 도시하고 있는 바와 같이, 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템의 동기화 및 채널 추정을 위한 PLCP 프리앰블은 총 30 개의 OFDM 심볼들로 구성되어 있다.
- <46> 상기 OFDM 심볼들은 21 개의 PS 시퀀스(Packet Synchronization Sequence), 3 개의 FS 시퀀스(Frame Synchronization Sequence), 6 개의 CE 시퀀스(Channel Estimation Sequence)의 세 부분으로 분류될 수 있다.
- <47> 여기서, PS 시퀀스는 시간 영역 신호로서 패킷 검출 및 동기화, 대략(Coarse) 주파수 및 대략 심볼 시간 동기화를 위해 사용되며, PLCP 프리앰블을 구성하기 위해 각 피코넷 마다 고유의 PS 시퀀스가 할당된다.
- <48> 그리고, FS 시퀀스 역시 시간 영역 신호이면서 동시에 각각의 PS 시퀀스와 180° 위상차를 가지고 있으며, PLCP 프리앰블 내에서 PS 시퀀스의 경계 검출을 위해 사용된다.
- <49> 마지막으로, CE 시퀀스는 주파수 영역 신호로서 모든 피코넷에 공통적으로 동일하게 할당되며, 채널 추정과 더불어 미세(Fine) 주파수 및 미세 심볼 시간 동기화를 위해 사용된다.
- <50> 또한, MB-OFDM 시스템에서는 피코넷 간 간섭을 최대한 줄이고, 더불어 다중경로 채널에 대한 강인성을 제공하기 위해, PLCP 프레임 내 데이터 뿐만 아니라, 프리앰블을 비롯한 모든 OFDM 심볼들을 각 피코넷에 할당된 TF 코드(Time Frequency Code) 기반의 주파수 도약을 통해 전송한다.
- <51> 따라서, PLCP 프리앰블을 이용하여 효과적인 MB-OFDM 시스템의 동기화를 수행하기 위해서는, 이러한 TF 코드의 패턴 또한 반드시 고려해야할 중요한 요소이다.
- <52> 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템(1)은 반송파 및 샘플링 주파수 옵셋 추정을 위해 PLCP 프리앰블 내 6 개의 CE 시퀀스를 이용하는데, CE 시퀀스는 주파수 영역 신호로 구성되며, 특히 MB-OFDM 시스템(1) 기술 규격상 총 128 개의 부 반송파 중에서 122 개만을 사용하게 된다.
- <53> 도 4는 도 1의 채널 및 주파수 옵셋 결합추정장치 중 채널 추정기의 동작 과정을 개략적으로 도시한 도이다. 도면에서 도시된 바와 같이, 수신 안테나를 통하여 수신 신호가 감지되면, 하기 수학식 1과 같이 발견기(31)에 의해 수신 신호가 입력된다.

수학식 1

$$Y = S_{\epsilon_p} XH + N$$

- <54>
- <55> 여기서, 수신된 주파수 도메인 샘플들의 기저대역모델은 상기과 같은 수학식 1과 같은 행렬 형식으로 기재될 수 있으며, Y 는 수신된 심볼 벡터를 나타내고, X는 변환된 심볼의 대각 행렬이며, H 는 $[H(1), H(2), \dots, H(N)]^T$ 인데, 즉 채널주파수응답(CFR: Channel Frequency Response)으로 추정되는 벡터를 나타내며, N은 부가적 백색 가우시안 노이즈 벡터이며, S_{ϵ_p} 는 $N \times N$ 행렬로서, 반송파 간 간섭과 같은 반송파 간의 누출을 대표하는 간섭 행렬이다.
- <56> 만약, 반송파 간 간섭이 주파수 옵셋에 의해서만 발생된다고 가정한다면, S_{ϵ_h} 의 엔트리는 하기 수학식 2를 이용하여 발견될 수 있다.

수학식 2

$$S_{\epsilon_p}(m, n) = \frac{\sin \pi(m - n + \epsilon_p)}{N \sin \frac{\pi}{N}(m - n + \epsilon_p)} e^{j\pi(m - n + \epsilon_p)}$$

- <57>
- <58> 여기서, ϵ_p 는 실제 반송파 주파수 옵셋으로 정의되며, 간섭 행렬 S_{ϵ_p} 는 수신장치(30)에서 알 수 없는데, 그 이유는 실제 반송파 주파수 옵셋 ϵ_p 에 의존하기 때문이고, 이에 따라 S_{ϵ_h} 를 이용하여 S_{ϵ_p} 를 매칭시킬 수 있는데, 여기서 ϵ_h 는 실제 주파수 옵셋의 가정치이다.
- <59> 그리고, 채널주파수응답의 최소자승추정법은 상기 수학식 1의 양변에 $(S_{\epsilon_h} X)^{-1}$ 를 곱함으로써 얻어질 수 있으며

이는 하기 수학식 3과 같다.

수학식 3

$$\begin{aligned} (S_{\epsilon_h} X)^{-1} Y &= (S_{\epsilon_h} X)^{-1} S_{\epsilon_p} X H + (S_{\epsilon_h} X)^{-1} N \\ \hat{H}_{ls} &= X^{-1} S_{\epsilon_h}^{-1} S_{\epsilon_p} X H + N_{\epsilon_h} \\ &= X^{-1} S_{\epsilon_r} X H + N_{\epsilon_h} \end{aligned}$$

<60>

<61>

여기서, S_{ϵ_h} 는 임의의 가정치 주파수 오프셋(ϵ_h)에 따라 생성되는 간섭 행렬이고, S_{ϵ_p} 는 실제 주파수 오프셋(ϵ_p)에 따라 생성되는 간섭 행렬이며, S_{ϵ_r} 은 가정치 주파수 오프셋(ϵ_h)과 실제 주파수 오프셋(ϵ_p)의 차에 의해 생성되는 간섭 행렬이며, Y 는 수신 안테나를 통해 입력되는 수신 신호이며, X 는 송신 안테나에서 출력되는 송신 신호이고, H 는 채널의 주파수 응답을 나타내고, N_{ϵ_h} 는 $(S_{\epsilon_h} X)^{-1}$ 가 포함된 부가적 백색 가우시안 노이즈 벡터를 나타낸다.

<62>

상기 수학식 3의 두 개의 간섭 행렬들의 곱은 간섭 행렬의 값을 이용하여 하기 수학식 4와 같이 산출될 수 있다.

수학식 4

$$S_{\epsilon_h}^{-1} S_{\epsilon_p} = S_{-\epsilon_h} S_{\epsilon_p} = S_{\epsilon_p - \epsilon_h} = S_{\epsilon_r},$$

<63>

<64>

여기서, $\epsilon_r = \epsilon_p - \epsilon_h$ 이며, ϵ_r 는 실제 주파수 오프셋(ϵ_p)에서 가정치 주파수 오프셋(ϵ_h)을 빼고 남은(residual) 값이다.

<65>

한편, 채널 추정기(37a)에서는 선형최소평균제곱오차(LMMSE: Linear Minimum Mean Square Error) 추정법을 이용하여 이용하는데, 여기서 선형최소평균제곱오차 추정법은 실제 채널값과, 추정된 채널값 간의 평균제곱오차(MSE)를 최소로 하는 채널 추정법으로서, 최소 제곱(LS: Least Square) 채널 추정법에 비해 복잡도는 높지만 평균제곱오차(MSE) 성능은 높은 채널 추정법이며, 이를 이용 및 응용한다.

수학식 5

$$\hat{H}_{lmmse} = R_{HH} \left(R_{HH} + \sigma_n^2 (X X^H)^{-1} \right)^{-1} \hat{H}_{ls}$$

<66>

<67>

여기서, R_{HH} 는 채널의 자기상관행렬을 나타내며, σ_n^2 은 부가적 백색 가우시안 잡음(AWGN)의 분산을 나타내고, X 는 송신 신호이며, $\hat{H}_{ls}$ 는 LS 채널 추정 결과를 나타내고, $(\cdot)^H$ 는 공액 전치(Conjugate Transpose) 연산을 의미한다.

<68>

이때, 상기 수학식 5에서 $(X X^H)^{-1}$ 항은 많은 계산량을 요구하므로, 이를 $E\{(X X^H)^{-1}\} = E\{|1/x_k|^2\} I$ 로 대체함으로써 복잡도를 크게 줄일 수 있는데, 이는 하기 수학식 6과 같이 표현가능하다.

수학식 6

$$\hat{H}_{lmmse} = R_{HH} \left(R_{HH} + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} \hat{H}_{ls}$$

<69>

<70>

여기서, R_{HH} 는 채널의 자기상관행렬을 나타내며, β 는 $E\{|x_k|^2\} E\{|1/x_k|^2\}$ 로써 변조 방식의 성상도

(Constellation)에 따라 결정이 되며, SNR(Signal to Noise Ratio)는 $E\{|x_k|^2\}/\sigma_n^2$ 을 나타내며, $\hat{H}_{ls}$ 는 LS 채널 추정 결과를 나타낸다.

<71> 더불어, R_{HH} 와 신호대 잡음비(SNR)가 채널의 통계적인 특성에 의해 미리 주어지는 경우에는, 상기 수학적 식 6은 단지 한 번의 계산으로 값이 고정되어 반복적으로 사용된다.

<72> 한편, 낮은 계수 선형최소평균제곱오차(Low Rank LMMSE) 채널 추정법은 평균제곱오차(MSE) 관점에서 최적의 성능을 나타내지만, 채널 및 잡음의 통계적 특성을 얻기 위해, 많은 연산을 요구하는데, 특히 연산량의 많은 부분은 R_{HH} 를 구하고 역행렬을 구하는데 있다.

<73> 그리고, 낮은 계수 선형최소평균제곱오차 채널 추정법은 특이값 분해(Singular Decomposition)를 통해 R_{HH} 계수를 임의의 임계점 p 까지 줄임으로써, 연산량을 크게 줄이는 추정법이다. R_{HH} 에 대한 특이값 분해는 하기 수학적 식 7과 같다.

수학적 식 7

<74>
$$R_{HH} = U\Lambda U^H$$

<75> 여기서, U 는 특이값 벡터(Singular Vector)가 포함된 단일 행렬(Unitary Matrix)이고, Λ 는 특이값 (Singular Value)이 포함된 대각 행렬(Diagonal Matrix)을 의미하며, $(\cdot)^H$ 는 공액 전치(Congugate Transpose) 연산을 의미한다.

<76> 이에 따라, 상기 수학적 식 7을 고려한 낮은 계수 선형최소평균제곱오차 채널 추정법은 하기 수학적 식 8와 같다.

수학적 식 8

<77>
$$\begin{aligned}\hat{H}_{lmmse} &= UVU^H \left\{ U \left(\Lambda + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} U^H \right\} \hat{H}_{ls}, \\ &= UV \left(\Lambda + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} U^H \hat{H}_{ls}, \\ &= U\Delta_p U^H \hat{H}_{ls}\end{aligned}$$

<78> 여기서, V 는 특이값 행렬을 나타내며, $\hat{H}_{lmmse}$ 는 Low rank LMMSE를 적용하여 추정된 채널을 나타내고, β 는 $E\{|x_k|^2\} E\{|1/x_k|^2\}$ 을 나타내며, Δ_p 는 대각 행렬로써 그 요소는 하기 수학적 식 9와 같다.

수학적 식 9

<79>
$$\delta_k = \begin{cases} \frac{\lambda_k}{\lambda_k + \frac{\beta}{SNR}}, & k = 1, 2, \dots, p \\ 0, & k = p + 1, \dots, N \end{cases}$$

<80> 여기서, λ_k 는 특이값(Singular Value)이며, p 는 특이값의 임계치이고, N 은 푸리에 변화의 크기를 나타내며, k 는 행렬 내의 원소를 위치를 나타내고, δ_k 는 특이값 행렬에 임계치 p 를 적용한 행렬의 원소를 나타낸다.

<81> 한편, 본 발명에 따른 채널 추정기(37a)는 수신 신호가 상기 수학적 식 1과 같을 때, 채널 추정 결과의 자기 상관값을 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는 기법을 이용한다. 낮은 계수 선형최소평균제곱오차 채널 추정법을 최소자승 기반의 채널 추정 기법에 적용하면 하기 수학적 식 10와 같이 나타난다.

수학식 10

<82>

$$\hat{H}_{lrlmmse} = U\Delta_p U^H (X^{-1} S_{\epsilon}^* XH + N_{\epsilon_h})$$

<83>

여기서, $\hat{H}_{lrlmmse}$ 는 주파수 옵셋 추정을 고려한 낮은 계수 선형최소평균제곱오차 채널 추정법을 이용하여 추정된 채널 행렬을 나타내고, U 는 특이 행렬을 나타내며, N_{ϵ_h} 는 주파수 옵셋이 추정이 포함된 부가적 백색 가우시안 노이즈 벡터를 나타내고, Δ_p 는 임계치가 적용된 특이값 행렬을 나타내며, $(\cdot)^H$ 는 공액 전치(Congugate Transpose) 연산을 나타내고, S_{ϵ_h} 은 임의의 가정치 주파수 옵셋(ϵ_h)에 따라 생성되는 간섭 행렬을 나타낸다.

<84>

도 5는 도 1의 채널 및 주파수 옵셋 결합추정장치 중 자기 상관부의 동작 과정을 개략적으로 도시한 도이다. 도면에서 도시된 바와 같이, 자기 상관부(37b)에서는 상기 수학식 10에서 추정된 채널의 자기 상관 결과를 이용하여, 이는 하기 수학식 11과 같이 표현가능하다.

수학식 11

<85>

$$\begin{aligned} R_{\hat{H}}(\tau) &= \frac{1}{N-2\tau} \sum_{k=\tau+1}^{N-\tau} \{ \hat{H}(k) \hat{H}^*(k-\tau) \} \\ &= \frac{1}{N-2\tau} \sum_{k=\tau+1}^{N-\tau} \left\{ \frac{1}{X_k} \sum_{l=1}^N X_l \hat{H}_l S_{\epsilon}^*(k, l) \frac{1}{X_{k-\tau}^*} \sum_{u=1}^N X_u \hat{H}_u^* S_{\epsilon}^*(k-\tau, u) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{X_k} \sum_{l=1}^N N_l S_{\epsilon}^*(k, l) \frac{1}{X_{k-\tau}^*} \sum_{u=1}^N N_u^* S_{\epsilon}^*(k-\tau, u) \right\} \end{aligned}$$

<86>

여기서, t가 0 일때 $S_{\epsilon_r}(k, l)$ 과, $S_{\epsilon_h}^*(k-t, u)$ 의 영향은 상쇄되어 없어지고, t가 0 이 아닐 때만 채널의 자기 상관 결과가 $|S_{\epsilon_r}(0)|^2$ 에 의해 영향을 받게 되므로, 이를 이용하면 상기 수학식 11은 하기의 수학식 12와 같이 표현가능하다.

수학식 12

<87>

$$R_{\hat{H}}(\tau) = \begin{cases} R_{\hat{H}}(0) + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}, & \tau = 0 \\ R_{\hat{H}}(\tau) |S_{\epsilon_r}(0)|^2, & \tau \neq 0 \end{cases}$$

<88>

여기서, $R_{\hat{H}}$ 은 추정된 채널의 자기상관을 나타내고, S_{ϵ_r} 은 임의의 가정치 주파수 옵셋(ϵ_h)에 따라 생성되는 간섭 행렬이며, σ_s^2 는 수신 신호(Y)의 분산을 의미하며, σ_n^2 은 부가적 백색 가우시안 노이즈 벡터의 분산을 나타낸다.

<89>

그리고, 상기 수학식 12에서 나타나는 것과 같이, τ 가 0이 아닐 경우, 채널의 자기 상관 결과는 $|S_{\epsilon_r}(0)|$ 에 의해 영향을 받는 것을 알 수 있다.

<90>

즉, 가정치 주파수 옵셋(ϵ_h)과, 실제 주파수 옵셋(ϵ_p)가 동일한 값을 가질 때, 추정된 채널의 자기 상관 결과는 최대값을 가지게 되지만, 가정치 주파수 옵셋(ϵ_h)와, 실제 주파수 옵셋(ϵ_p) 간의 차이가 커짐에 따라 $|S_{\epsilon_r}(0)|$ 의 값이 감소하여 자기 상관 결과치가 감소하게 된다.

<91>

여기서, 자기 상관이란 어떤 시간에서 신호값과 다른 시간에서의 신호값과의 상관성을 나타내는 것으로, 자기 상관 함수 $R_{xx}(\tau)$ 는 시간 t에서의 신호값 $x(t)$ 만큼의 시간 지연이 있을 경우, 즉 시간 $t+\tau$ 에서의 신호값 $x(t+\tau)$ 의 곱에 대한 평균(Average)으로 정의된다.

- <92> 이와 같은 특성을 이용하여, 자기 상관 결과가 최대값을 가질 때, 가정치 주파수 오프셋을 산출함으로써, 발진기(37b)에 의해 발생한 실제 주파수 오프셋을 추정하는 것이다.
- <93> 그리고, 상기 자기 상관부(37b)의 결과를 이용하여 가정치 주파수 오프셋(ε_h)의 최대, 최소 범위는 시스템의 특성을 통해 기 설정된 것으로 가정하며, 상기 범위 안에서 이진 검색을 통해 찾아 주파수 오프셋 추정기(37c)를 통해 주파수 오프셋을 추정하도록 이루어진다.
- <94> 도 6은 도 1의 채널 및 주파수 오프셋 결합추정장치의 동작을 위한 자기상관결과를 도출하는 개념을 설명하는 그래프이고, 도 7은 도 1의 채널 및 주파수 오프셋 결합추정장치의 동작을 위한 자기상관결과를 도출하는 개념을 설명하는 그래프이다.
- <95> 도면에서 도시된 바와 같이, 도 6은 가정치 주파수 오프셋(ε_h)이 0.1일 때 생성된 간섭 행렬(S_{ε_h})과, 실제 주파수 오프셋(ε_p)이 0.1일 때 생성된 간섭 행렬(S_{ε_p})의 연산 $S_{\varepsilon_h}^{-1}S_{\varepsilon_p}$ 의 결과를 나타내고, 도 7은 가정치 주파수 오프셋(ε_h)이 0.1일 때 생성된 간섭 행렬(S_{ε_h})과, 실제 주파수 오프셋(ε_p)이 0.3일 때 생성된 간섭 행렬(S_{ε_p})의 연산 $S_{\varepsilon_h}^{-1}S_{\varepsilon_p}$ 의 결과를 나타낸다.
- <96> 이와 같이, 가정치 주파수 오프셋(ε_h)과 실제 주파수 오프셋(ε_p)이 같은 값을 가질 경우에는 대각 행렬의 원소가 1의 값을 가지는 것을 알 수 있고, 가정치 주파수 오프셋(ε_h)과 실제 주파수 오프셋(ε_p)이 다른 값을 가질 경우에는 대각 행렬의 원소가 1 보다 작은 값을 가지는 것을 알 수 있다.
- <97> 즉, 자기 상관의 결과를 이용하여 자기 상관의 결과가 최대치가 나오는 경우에는 가정치 주파수 오프셋(ε_h)이 실제 주파수 오프셋(ε_p)과 동일하게 추정된 경우이므로, 실제와 동일한 주파수 오프셋($\varepsilon_h = \varepsilon_p$)이므로 최적의 결과를 산출한 경우이고, 자기 상관의 결과를 이용하여 자기 상관의 결과가 최대치 미만이 나오는 경우에는 가정치 주파수 오프셋(ε_h)이 실제 주파수 오프셋(ε_p)과 동일하지 않게 추정된 경우이므로, 실제와 동일한 주파수 오프셋($\varepsilon_h \neq \varepsilon_p$)이므로 최적의 결과를 산출하지 못한 경우이다.
- <98> 이를 이용하여, 가정치 주파수 오프셋(ε_h)의 최대, 최소 범위는 시스템의 특성을 통해 기 설정된 것으로 가정하며, 상기 범위 안에서 이진 검색을 통해 찾아 주파수 오프셋 추정기(37c)를 통해 주파수 오프셋을 추정하도록 이루어진다.
- <99> 이하, 본 발명에 따른 실시예를 설명한다.
- <100> 도 8은 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 오프셋 결합추정장치 및 방법에 따른 그래프이다. 도면에서 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 장치 및 방법을 이용하여 성능을 시뮬레이션을 통하여 평가한다.
- <101> 우선, 성능 평가를 위한 채널 모델(CM: Channel Model)은 IEEE 802.15.TG3a에서 제안된 CM1, CM2, CM3, CM4 의 네 가지 UWB 채널 모델을 이용한다.
- <102> 그리고, 본 발명에 따른 장치 및 방법의 정밀한 성능 분석을 위하여 채널 코딩은 고려하지 않았으며, MB-OFDM 시스템의 주파수 대역은 의무 사용으로 지정된 제1 대역을 적용한다.
- <103> 더불어, 시뮬레이션을 위한 MB-OFDM 시스템 변수는 표 1을 기반으로 설정하였고, 가정치 주파수 오프셋(ε_h)과 실제 주파수 오프셋(ε_p) 간의 차인 주파수 오프셋(ε_r)은 0.05 이고, 이의 범위는 0.02 내지 0.08 로 가정한다.
- <104> 여기서, 실제 주파수 오프셋(ε_p)과, 가정치 주파수 오프셋(ε_h) 간의 차에 따른 S_{ε_r} 을 BER(비트 오류율) 성능으로 CM2 환경에서 시뮬레이션한 그래프를 보면, 실제 주파수 오프셋(ε_p)이 0.05 이고, 가정치 주파수 오프셋(ε_h)이 0.05 인 경우에는 실제치와 가정치가 동일한 경우이다.
- <105> 그리고, 실제 주파수 오프셋(ε_p)이 0.05 이고, 가정치 주파수 오프셋(ε_h)이 0.08 인 경우에는 실제치와 가정치의 주파수 오프셋 차이가 0.03인 경우이고, 실제 주파수 오프셋(ε_p)이 0.05 이고, 가정치 주파수 오프셋(ε_h)이 0.1 인 경우에는 실제치와 가정치의 차이가 0.05인 경우이다.
- <106> 상기와 같이, 실제치와 가정치의 차이가 커질수록 BER 성능은 나빠지는 것을 알 수 있으며, 이에 따라 실제치와

가정치의 차이가 없는 경우, 동일한 경우의 BER 성능이 가장 좋은 것을 알 수 있다.

- <107> 도 9 내지 도 12는 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵셋 결합추정방법의 계수 수에 따른 BER을 나타낸 그래프이다. 도면에서 도시한 바와 같이, IEEE 802.15 TG3a에서 제안된 CM1, CM2, CM3, CM4 환경에서, 본 발명에 따른 방법의 계수(Rank) 수에 따라 나타나는 비트 오류율(BER) 성능을 나타내는 도이다.
- <108> 여기서, 본 발명에 따른 방법은 LS 채널추정법을 사용한 기존 방법보다 채널 환경에 따라 비트 오류율 성능이 약 1 내지 2 dB 향상된 것을 알 수 있으며, CM1에서는 약 3 개, CM 2에서는 약 6 개, CM 3에서는 약 9 개, CM 4에서는 약 10 개의 계수를 각각 사용함으로써 비트 오류율 성능의 손실 없이, 낮은 복잡도로 구현할 수 있음을 확인할 수 있다.
- <109> 이상에서는 본 발명의 바람직한 실시 예를 예시적으로 설명하였으나, 본 발명의 범위는 이 같은 특정 실시 예에만 한정되지 않으며 해당 분야에서 통상의 지식을 가진자라면 본 발명의 특허 청구 범위 내에 기재된 범주 내에서 적절하게 변경이 가능할 것이다.

도면의 간단한 설명

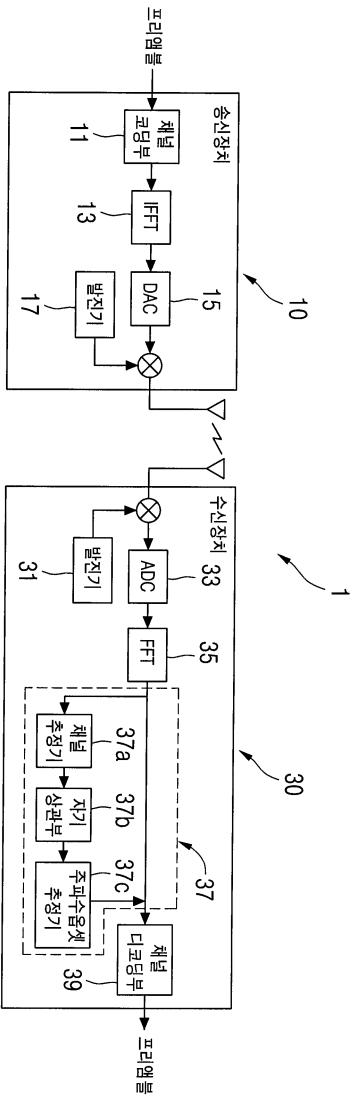
- <110> 도 1은 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵션 결합추정장치를 개략적으로 도시한 블록구성도.
- <111> 도 2는 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템에 적용되는 주파수 분할을 개략적으로 도시한 도.
- <112> 도 3은 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템에서 이용되는 PLCP 프리앰블을 개략적으로 도시한 도.
- <113> 도 4는 도 1의 채널 및 주파수 옵션 결합추정장치 중 채널 추정기의 동작 과정을 개략적으로 도시한 도.
- <114> 도 5는 도 1의 채널 및 주파수 옵션 결합추정장치 중 자기 상관부의 동작 과정을 개략적으로 도시한 도.
- <115> 도 6은 도 1의 채널 및 주파수 옵션 결합추정장치의 동작을 위한 자기상관결과를 도출하는 개념을 설명하는 그래프.
- <116> 도 7은 도 1의 채널 및 주파수 옵션 결합추정장치의 동작을 위한 자기상관결과를 도출하는 개념을 설명하는 그래프.
- <117> 도 8은 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵션 결합추정장치 및 방법에 따른 그래프.
- <118> 도 9 은 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵션 결합추정방법의 계수 수에 따른 BER을 나타낸 그래프.
- <119> 도 10는 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵션 결합추정방법의 계수 수에 따른 BER을 나타낸 그래프.
- <120> 도 11은 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵션 결합추정방법의 계수 수에 따른 BER을 나타낸 그래프.
- <121> 도 12는 본 발명에 따른 MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵션 결합추정방법의 계수 수에 따른 BER을 나타낸 그래프.

<도면의 주요 부분에 대한 도면 부호의 간단한 설명>

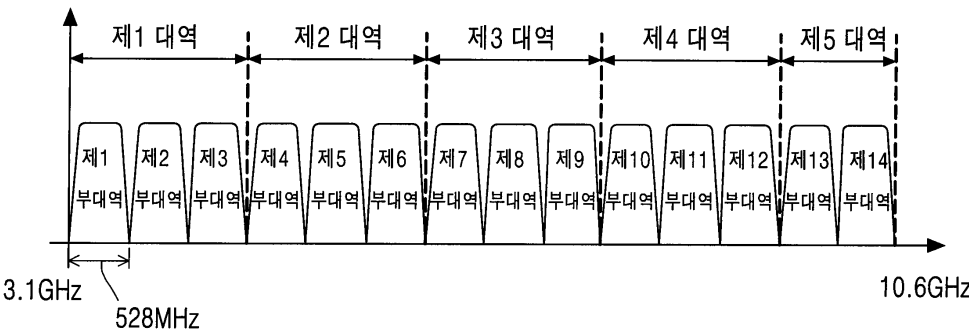
- | | | |
|-------|--------------------------------------|-----------------|
| <123> | 1: MB-OFDM 시스템 기반 채널 및 주파수 옵셋 결합추정장치 | |
| <124> | 10: 송신장치 | 11: 채널 코딩부 |
| <125> | 13: IFFT | 15: DAC |
| <126> | 17: 발진기 | 30: 수신장치 |
| <127> | 31: 발진기 | 33: ADC |
| <128> | 35: FFT | 37a: 채널 추정기 |
| <129> | 37b: 자기 상관부 | 37c: 주파수 옵셋 추정기 |
| <130> | 37: 채널 및 주파수 옵셋 결합추정장치 | 39: 채널 디코딩부 |

도면

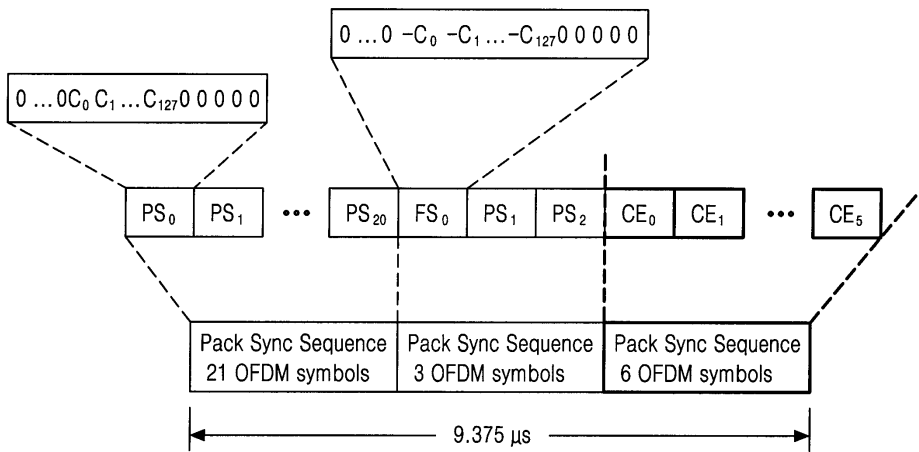
도면1



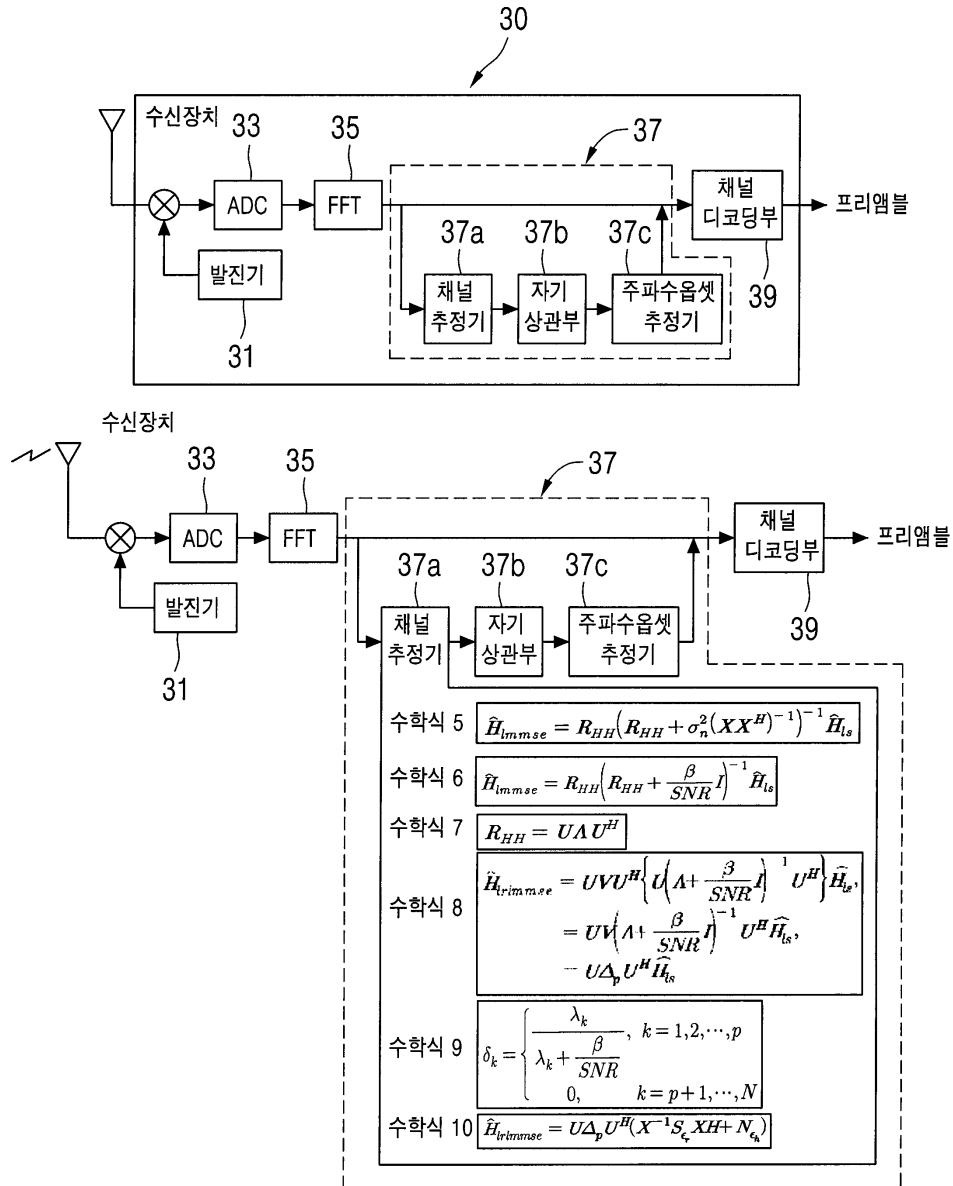
도면2



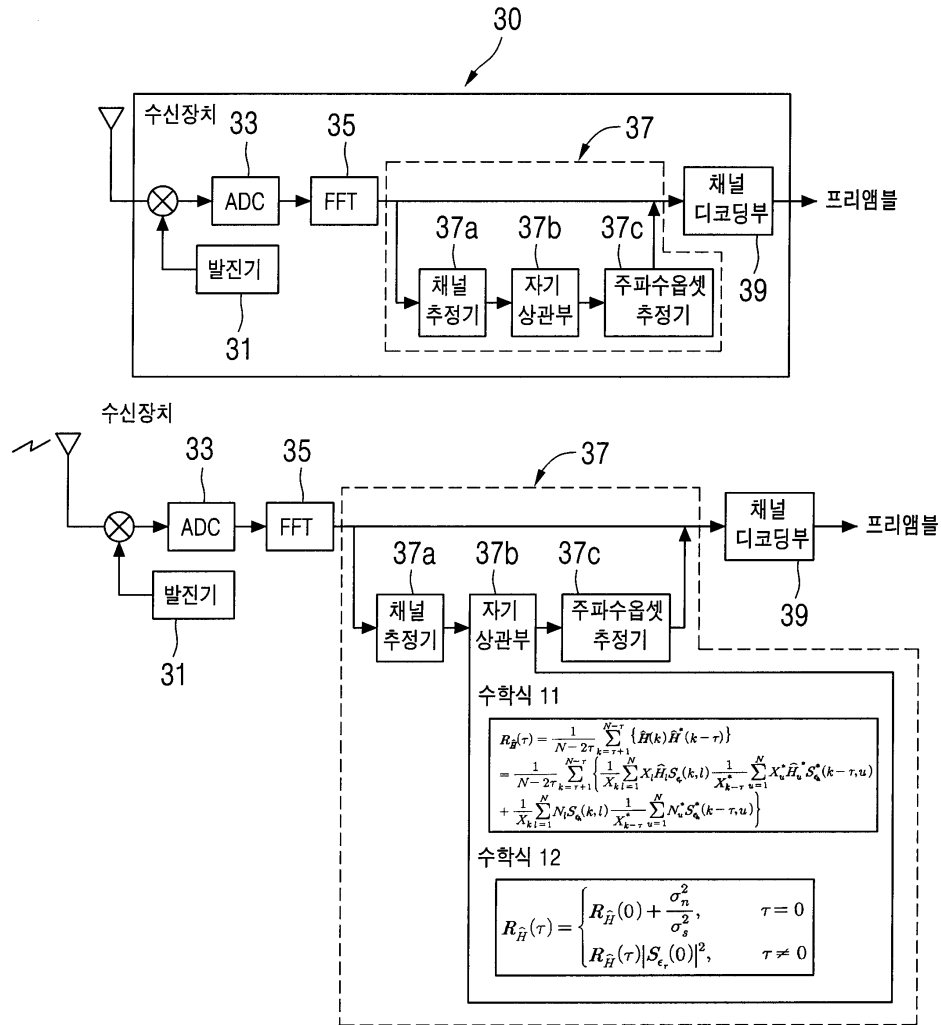
도면3



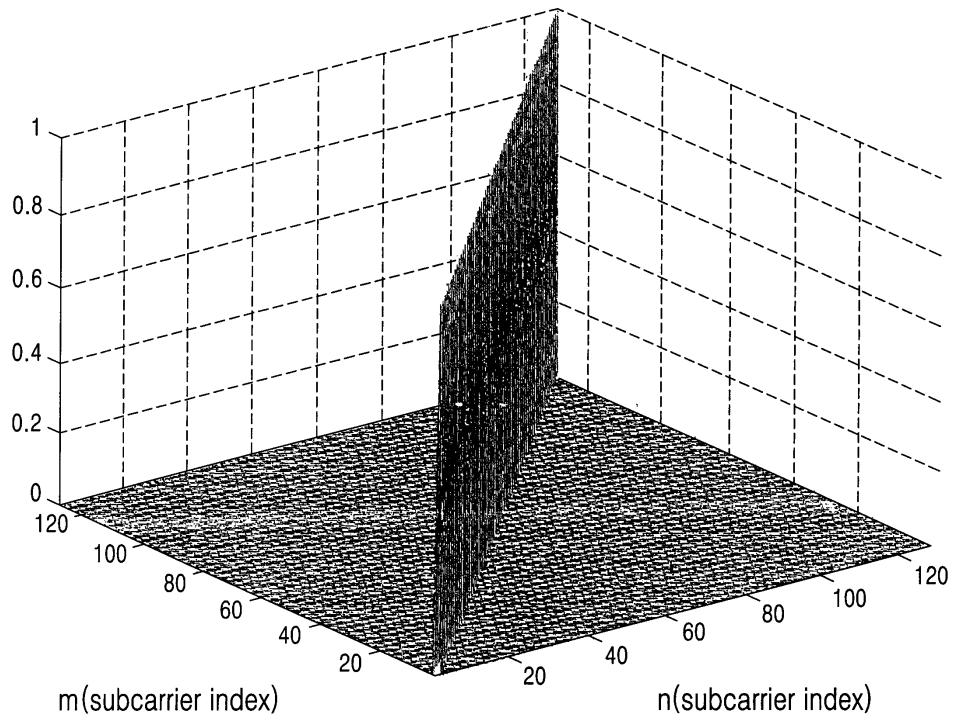
도면4



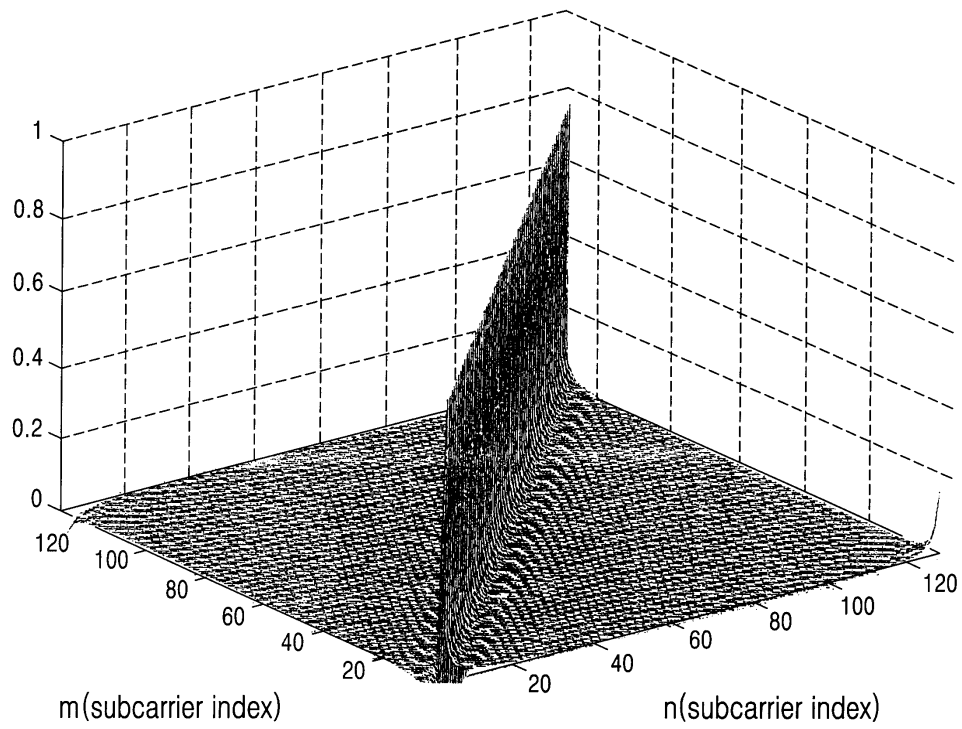
도면5



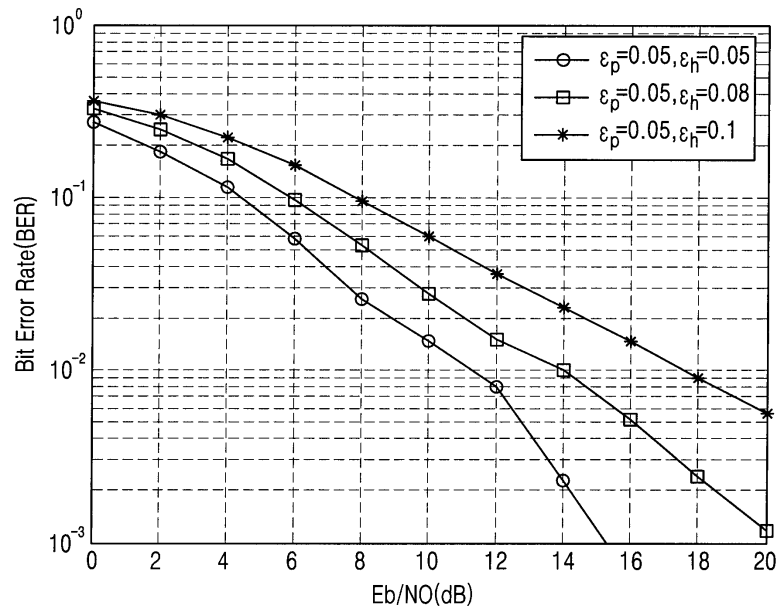
도면6



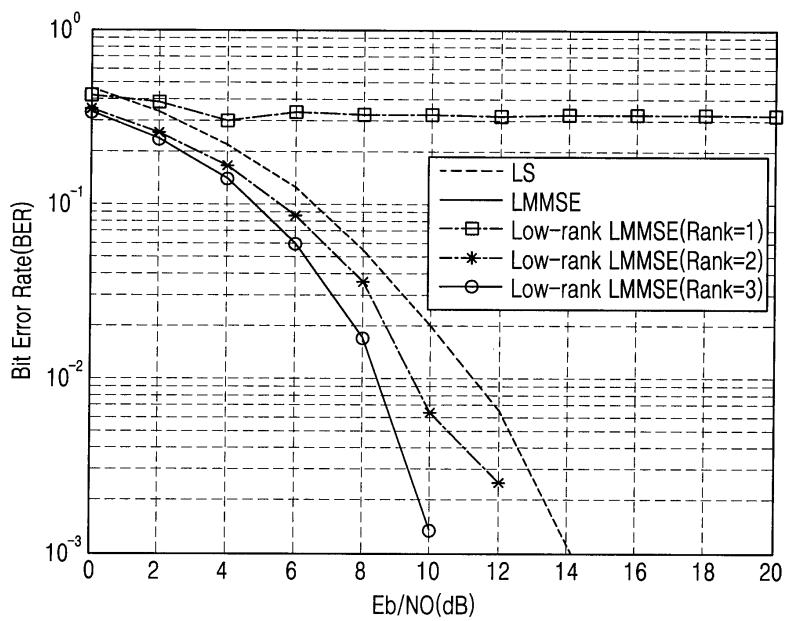
도면7



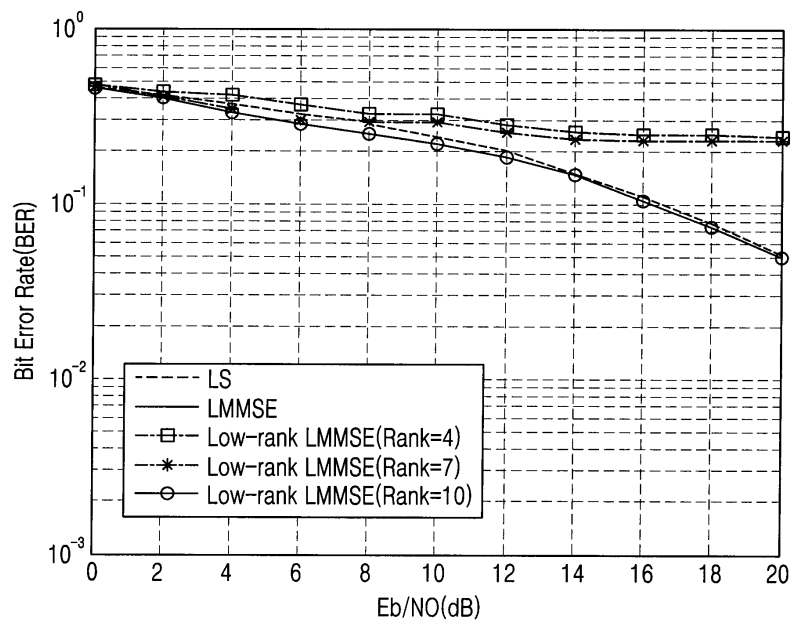
도면8



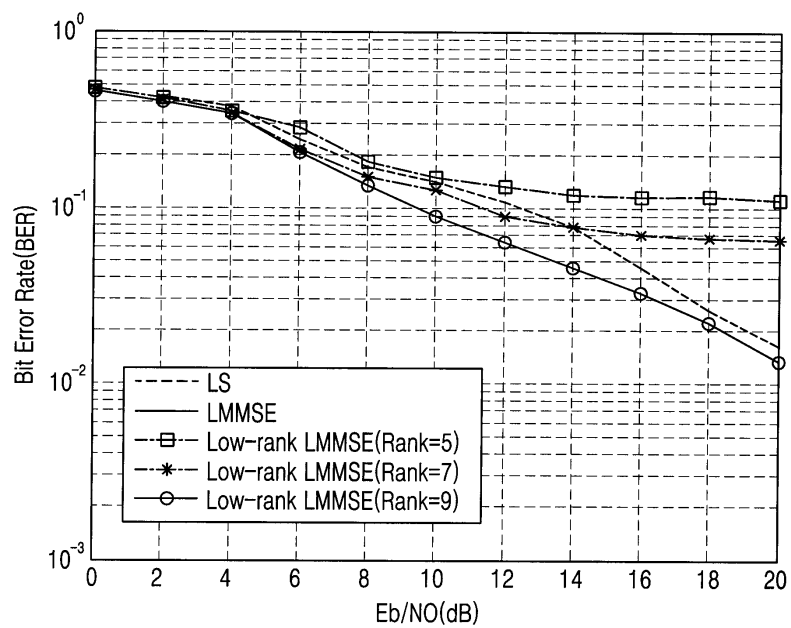
도면9



도면10



도면11



도면12

