

	(19) 대한민국특허청(KR) (12) 공개특허공보(A)	(11) 공개번호 10-2012-0051460 (43) 공개일자 2012년05월22일
(51) 국제특허분류(Int. Cl.) H04J 11/00 (2006.01)	(21) 출원번호 10-2010-0112903 (22) 출원일자 2010년11월12일 심사청구일자 없음 기술이전 희망 : 기술양도, 실시권허여, 기술지도	(71) 출원인 한국전자통신연구원 대전광역시 유성구 가정로 218 (가정동) 충남대학교산학협력단 대전광역시 유성구 대학로 99 (궁동, 충남대학교) (72) 발명자 김병학 대전광역시 유성구 은구비남로 56, 열매마을아파트 901동 1501호 (노은동) 신철호 대전광역시 유성구 구죽로 16, 110동 905호 (송강동, 한마을아파트) (74) 대리인 팬코리아특허법인

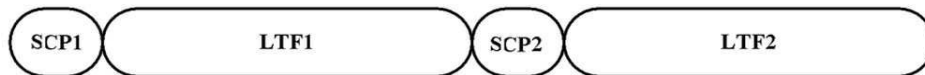
전체 청구항 수 : 총 1 항

(54) 발명의 명칭 직교 주파수 분할 다중 시스템의 수신 장치

(57) 요약

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 수신 장치는 송신 장치로부터 프리앰블 신호를 수신하여서 왜곡 행렬을 추정하고, 추정된 왜곡 행렬을 이용하여 수신 신호에서 왜곡 성분을 보상한다. 이때, 송신 장치는 심벌 내 부반송파들을 알라무티(Alamouti) 기법으로 배치하여 서로 다른 두 개의 긴 훈련 필드(Long Training Field) 심벌을 포함하는 프리앰블 신호를 생성한다.

대표도 - 도6



(72) 발명자

오미경

경상북도 경주시 숲머리길 34-17 (구황동)

안재민

경기도 용인시 기흥구 보정로 30, 동아 솔레시티
126동 602호 (보정동)

김정빈

대전광역시 유성구 대학로75번길 52-7, 204호 (궁
동)

김재길

대전광역시 대덕구 아리랑로 211, 영진아파트 10
2동 1305호 (법동)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 10035236

부처명 지식경제부

연구사업명 정보통신산업원천기술개발사업

연구과제명 스마트 유틸리티 네트워크용 무선 전송 기술개발

주관기관 한국전자통신연구원

연구기간 2010.03.01~2011.02.28

특허청구의 범위

청구항 1

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 수신 장치에 있어서,
서로 다른 두 개의 긴 훈련 필드(Long Training Field) 심벌을 포함하는 프리앰블 신호를 수신하여서 왜곡 행렬을 추정하는 왜곡 행렬 추정부, 그리고
상기 왜곡 행렬을 이용하여 수신 신호에서 왜곡 성분을 보상하는 OFDM 신호 처리부를 포함하는 수신 장치.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 OFDM 시스템의 수신 장치에 관한 것으로, 특히 동상(In-phase) 신호와 직교(Quadrature-phase) 신호의 불균형 성분 및 채널의 주파수 응답 특성이 결합된 왜곡 행렬을 추정하는 수신 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 직교주파수분할다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 방식은 제한된 주파수 자원을 효율적으로 활용할 수 있고 고속의 데이터 전송률을 제공할 수 있기 때문에 무선 통신 시스템에서 사용된다. 또한, 무선 통신 기기는 소형화 및 시스템의 고집적화를 위해 직접 변환 송수신기를 사용하는 추세이다.

[0003] 직접 변환 송수신기의 직접 변환 과정에서 동상(In-phase) 신호와 직교(Quadrature-phase) 신호의 불균형(Imbalance)이 발생할 수 있으며, 이러한 IQ 불균형은 시스템 성능 저하를 일으킨다. 특히, 부반송파간의 직교성 유지가 중요한 OFDM 시스템에서 IQ 불균형은 부반송파간에 간섭 신호를 발생시켜 기저대역 신호의 수신 성능 저하를 초래한다.

[0004] 스마트 유틸리티 네트워크(Smart Utility Network)를 위한 표준안 중 하나로 제안된 OFDM 시스템에서 직접 변환 송수신기를 사용할 경우에도 IQ 불균형에 대한 영향을 간과할 수 없다. 따라서, IQ 불균형에 의한 신호 왜곡을 추정하고 보상하는 방법의 필요성이 제기되고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 본 발명이 해결하고자 하는 기술적 과제는 동상(In-phase) 신호와 직교(Quadrature-phase) 신호의 불균형에 의해 발생하는 신호 왜곡을 보상하여 수신 성능을 향상시킬 수 있는 OFDM 시스템에서의 송수신 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

[0006] 본 발명의 한 실시 예에 따르면, OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 수신 장치가 제공된다. 수신 장치는 왜곡 행렬 추정부, 그리고 OFDM 신호 처리부를 포함한다. 왜곡 행렬 추정부는 서로 다른 두 개의 긴 훈련 필드(Long Training Field) 심벌을 포함하는 프리앰블 신호를 수신하여서 왜곡 행렬을 추정한다. 그리고 OFDM 신호 처리부는 상기 왜곡 행렬을 이용하여 수신 신호에서 왜곡 성분을 보상한다.

발명의 효과

[0007] 본 발명의 실시 예에 의하면, 동상(In-phase) 신호와 직교(Quadrature-phase) 신호의 불균형 성분 및 채널의 주파수 응답 특성이 결합된 왜곡 행렬을 추정하여서 수신 신호를 검출함으로써, 수신 성능을 향상시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0008] 도 1은 OFDM 시스템의 송신기에서의 IQ 불균형을 모델링한 도면이다.
 도 2는 OFDM 시스템의 수신기에서의 IQ 불균형을 모델링한 도면이다.
 도 3은 다중 경로 채널 계수와 송수신기의 IQ 불균형이 결합된 OFDM 시스템의 신호 흐름을 나타낸 도면이다.
 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 시스템의 송신기를 개략적으로 나타낸 도면이다.
 도 5는 알라무티(Alamouti) 기법이 적용된 부반송파의 배치 구조를 나타낸 도면이다.
 도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 프리앰블의 구조를 나타낸 도면이다.
 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 시스템의 수신기를 개략적으로 나타낸 도면이다.
 도 8 내지 도 21은 모의 실험을 통하여 본 발명의 실시 예에 따른 수신 장치의 수신 성능을 나타낸 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0009] 아래에서는 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시 예에 한정되지 않는다. 그리고 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면 부호를 붙였다.
- [0010] 명세서 및 청구범위 전체에서, 어떤 부분이 어떤 구성 요소를 "포함"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라 다른 구성 요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다.
- [0011] 이제 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 시스템의 송수신기 및 방법에 대하여 도면을 참고로 하여 상세하게 설명한다.
- [0012] 먼저, OFDM 시스템에서 IQ 불균형의 영향에 대하여 도 1 내지 도 3을 참고로 하여 자세하게 설명한다.
- [0013] 도 1은 OFDM 시스템의 송신기에서의 IQ 불균형을 모델링한 도면이고, 도 2는 OFDM 시스템의 수신기에서의 IQ 불균형을 모델링한 도면이며, 도 3은 다중 경로 채널 계수와 송수신기의 IQ 불균형이 결합된 OFDM 시스템의 신호 흐름을 나타낸 도면이다.
- [0014] OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서의 동상(In-phase) 신호와 직교(Quadrature-phase) 신호의 불균형(이하, "IQ 불균형"이라 함)은 송신기에서의 IQ 불균형과 수신기에서의 IQ 불균형으로 나눌 수 있다.
- [0015] OFDM 시스템의 송수신기가 직접변환송수신기 형태로 구성되는 경우에 송신기와 수신기에서의 IQ 불균형이 존재할 수 있으며 송신기에서의 IQ 불균형의 영향과 수신기에서의 IQ 불균형의 영향을 각각 모델링한 후에 이들을 수신 신호에서 합치면 OFDM 시스템에서의 IQ 불균형에 의한 영향을 모델링할 수 있다.
- [0016] 시간 영역에서 송신기와 신호 모델은 도 1과 같은 형태로 모델링될 수 있다.
- [0017] 기저 대역 송신 신호 $d(t)$ 는 수학식 1과 같이 정의한다.
- [0018] [수학식 1]
- [0019] $d(t)=i(t)+jq(t)$
- [0020] 만약, IQ 불균형이 존재하지 않을 때 RF 송신 신호 $s(t)$ 는 수학식 2와 같이 복소 반송파($e^{j2\pi f_c t}$)와 기저대역 송신 신호 $d(t)$ 의 곱에서 실수부를 취하여 구할 수 있다.
- [0021] [수학식 2]
- [0022] $s(t) = \text{Re}\{d(t)e^{j2\pi f_c t}\}$
- [0023] 여기서, f_c 는 반송파 주파수이다.
- [0024] 그러나 송신기에 IQ 불균형이 발생하면 RF 송신 신호 $s(t)$ 는 수학식 3과 같이 변형된다.

[0025] [수학식 3]

$$s(t) = (1 + \varepsilon_{tx})\{i(t)\cos\theta_{tx} + q(t)\sin\theta_{tx}\} - j(1 - \varepsilon_{tx})\{i(t)\sin\theta_{tx} + q(t)\cos\theta_{tx}\}$$

[0027] 여기서, ε_{tx} 와 θ_{tx} 는 송신기에서의 이득 및 위상 불균형 성분을 나타낸다.

[0028] 또한, IQ 불균형에 의해 왜곡이 발생한 기저대역 송신 신호[$\tilde{d}(t)$]는 수학식 4와 같이 표현될 수 있다.

[0029] [수학식 4]

$$\tilde{d}(t) = \alpha d(t) + \beta d^*(t)$$

[0031] 여기서, $d^*(t)$ 는 $d(t)$ 의 켈레복소수를 나타내고, α 와 β 는 IQ 불균형에 의한 왜곡 성분으로, 각각 수학식 5 및 수학식 6과 같이 주어진다.

[0032] [수학식 5]

$$\alpha = \cos\theta_{tx} + j\varepsilon_{tx}\sin\theta_{tx}$$

[0034] [수학식 6]

$$\beta = \varepsilon_{tx}\cos\theta_{tx} + j\sin\theta_{tx}$$

[0036] 만일, 기저대역 송신 신호[$\tilde{d}(t)$]가 IFFT에 의하여 생성된 시간 영역 신호라면, IQ 불균형에 의해 왜곡이 발생한 주파수 영역의 OFDM 신호는 수학식 7과 같이 나타난다.

[0037] [수학식 7]

$$\tilde{D}(k) = FFT\{\tilde{d}(t)\}$$

[0039] 여기서, k는 OFDM 심벌 내의 부반송파 인덱스이다.

[0040] 즉, 수학식 4와 같이 IQ 불균형에 의해 왜곡이 발생한 기저대역 송신 신호[$\tilde{d}(t)$]에 FFT를 취하면, 수학식 8와 같이 표현될 수 있다.

[0041] [수학식 8]

$$\tilde{D}(k) = FFT\{\alpha d(t) + \beta d^*(t)\} = \alpha D(k) + \beta D^*(-k), (k=0,1,\dots,N-1)$$

[0043] 수학식 8에서, k와 N은 각각 부반송파 인덱스와 전체 부반송파 수를 나타내며, -k는 N-k를 의미한다. 또한, D(k)는 IQ 불균형 성분에 의해 왜곡이 발생하지 않는 OFDM 심벌이고, $D^*(-k)$ 는 D(k)의 켈레복소수이다.

[0044] 단일 반송파 시스템에서 송신기의 IQ 불균형이 발생하면, 이득 불균형에 의한 정상도의 확장/축소(stretch/compress)와 위상 불균형에 의한 정상도의 비틀림(skew)이 발생한다. 하지만 단일 반송파 시스템과 달리 단일 OFDM 시스템에서는 수학식 8에 도시한 바와 같이 -k번째 부반송파로부터의 간섭이 발생하며 이로 인하여 SNR 환경에서도 성능 개선이 되지 않는 오류 마루(error flow) 현상이 발생한다.

[0045] 수학식 8로부터 IQ 불균형 성분(α , β)과 왜곡이 발생하지 않는 주파수 영역의 신호[D(k), $D^*(-k)$]를 이용하여 송신기에서 왜곡이 발생한 신호를 수학식 9와 같이 행렬 형태로 표현할 수 있다.

[0046] [수학식 9]

$$\begin{bmatrix} \tilde{D}(k) \\ \tilde{D}^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & \alpha^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D(k) \\ D^*(-k) \end{bmatrix}$$

[0048] 수학식 9에서, D(k)와 $D^*(-k)$ 는 각각 주파수 영역의 OFDM 심벌 내에서 DC 부반송파를 중심으로 서로 대칭인

부반송파 신호이다.

[0049] 다음으로, 송신기에서 사용한 방식과 유사하게 수신기에서의 IQ 불균형의 영향을 분석한다.

[0050] 시간 영역에서 수신기와 신호 모델은 도 2과 같은 형태로 모델링될 수 있다.

[0051] 시간 영역의 신호인 RF 수신 신호[r(t)]의 기저대역 등가 신호를 $\tilde{r}(t)$ 라 하면, 수신기에서 IQ 불균형에 의해 왜곡된 기저대역 수신 신호[y(t)]는 수학식 10과 같이 표현될 수 있다.

[0052] [수학식 10]

[0053]
$$y(t) = \gamma \tilde{r}(t) + \delta \tilde{r}^*(t)$$

[0054] 수학식 10에서, γ 와 δ 는 수신기에서의 왜곡 성분을 나타내며, 각각 수학식 11 및 수학식 12와 같이 주어진다.

[0055] [수학식 11]

[0056]
$$\gamma = \cos \theta_{rx} - j \varepsilon_{rx} \sin \theta_{rx}$$

[0057] [수학식 12]

[0058]
$$\delta = \varepsilon_{rx} \cos \theta_{rx} + j \sin \theta_{rx}$$

[0059] 수학식 11 및 수학식 12에서, ε_{rx} 와 θ_{rx} 는 각각 수신기에서의 이득 및 위상 불균형 성분을 나타낸다.

[0060] 수학식 10의 시간 영역에서의 왜곡된 기저대역 수신 신호[y(t)]를 주파수 영역의 신호로 변환하기 위해 FFT를 취하면 수학식 13과 같이 표현될 수 있다.

[0061] [수학식 13]

[0062]
$$Y(k) = FFT\{\gamma \tilde{r}(t) + \delta \tilde{r}^*(t)\} = \gamma \tilde{R}(k) + \delta \tilde{R}^*(-k), (k=0,1,\dots,N-1)$$

[0063] 이와 같이, 수신기에서 발생하는 IQ 불균형 성분은 송신기의 경우와 마찬가지로 대칭 부반송파 간에 상호 간섭을 야기시킨다.

[0064] 수학식 13으로부터 OFDM 심벌 내에서 서로 대칭 부반송파 신호인 주파수 영역의 수신 신호[Y(k), Y*(k)]를 행렬 형태로 나타내면 수학식 14와 같다.

[0065] [수학식 14]

[0066]
$$\begin{bmatrix} Y(k) \\ Y^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{R}(k) \\ \tilde{R}^*(-k) \end{bmatrix}$$

[0067] 수학식 13에서, $\tilde{R}(k)$ 와 $\tilde{R}^*(-k)$ 는 각각 주파수 영역의 OFDM 심벌 내에서 DC 부반송파를 중심으로 서로 대칭인 부반송파 신호이다.

[0068] 이와 같이, 수신기에서 발생하는 IQ 불균형 성분은 송신기의 경우와 마찬가지로 대칭 부반송파 간에 상호 간섭을 야기시킨다.

[0069] 도 3을 참조하면, 송신기에서 IQ 불균형에 의해 왜곡된 기저대역 송신 신호[$\tilde{d}(t)$]는 다중 경로 채널을 통과하여 수신기로 수신된다.

[0070] 송신기에서 IQ 불균형에 의해 왜곡된 기저대역 송신 신호[$\tilde{d}(t)$]는 다중 경로 채널[h(t)]을 통과한 후 수신기를 통과하기 전의 기저대역 등가 신호[$\tilde{r}(t)$]의 형태로 수신되며, 수학식 15와 같이 표현될 수 있다.

[0071] [수학식 15]

$$\tilde{r}(t)=h(t)*\tilde{d}(t)+w(t)$$

[0072]

[0073] 수학식 15에서, $h(t)$ 는 채널의 임펄스 응답을 나타내고, $w(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 N_0 인 백색 부가 잡음을 의미하며, $*$ 는 컨볼루션을 나타낸다.

[0074] 기저대역 등가 신호 $[\tilde{r}(t)]$ 를 주파수 영역의 수신 신호로 변환하기 위해 FFT를 취하면 수학식 16과 같이 표현될 수 있다.

[0075] [수학식 16]

$$\tilde{R}(k)=FFT\{h(t)*\tilde{d}(t)+w(t)\}=H(k)\tilde{D}(k)+W(k), \quad (k=0,1,\dots,N-1)$$

[0076]

[0077] 수학식 16에서, $H(k)$ 는 채널의 주파수 응답, $N(k)$ 는 주파수 영역에서의 잡음을 나타낸다.

[0078] 수학식 8, 수학식 13 및 수학식 16을 결합하고, 수학식 9 및 수학식 14의 행렬식을 이용하면 주파수 영역에서의 기저대역 송신 신호 $[d(t)]$ 가 송신기에 의한 왜곡, 다중 경로 채널에 의한 왜곡 및 수신기에 의한 왜곡을 거쳐 수신된 주파수 영역의 수신 신호 $[Y(k)]$ 에 대한 관계식을 얻을 수 있다.

[0079] 즉, 수학식 8, 수학식 13 및 수학식 16을 결합하고, 수학식 9 및 수학식 14의 행렬식을 이용하여 주파수 영역의 수신 신호 $[Y(k)]$ 를 OFDM 시스템 전반에 걸쳐 발생한 IQ 불균형 성분과 주파수 채널 응답으로 표현하면, 수학식 17과 같이 표현될 수 있다.

[0080] [수학식 17]

$$\begin{bmatrix} Y(k) \\ Y^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H(k) & 0 \\ 0 & H^*(-k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & \alpha^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D(k) \\ D^*(-k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W(k) \\ W^*(-k) \end{bmatrix}$$

[0081]

[0082] 수학식 17에서, 채널과 송신기의 IQ 불균형 성분들의 행렬을 하나의 왜곡행렬(G_k)로 정의하면 수학식 18과 같이 표현될 수 있다.

[0083] [수학식 18]

$$G_k = \begin{bmatrix} \gamma & \delta \\ \delta^* & \gamma^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H(k) & 0 \\ 0 & H^*(-k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & \alpha^* \end{bmatrix}$$

[0084]

[0085] 수학식 16으로부터 IQ 불균형이 존재하지 않을 경우에 즉, α , β , γ 와 δ 가 모두 0이므로, 왜곡행렬은 채널의 주파수 응답만을 나타내는 대각행렬(diagonal matrix)이 된다. 따라서, k 와 $-k$ 번째 부반송파 사이에 간섭이 발생하지 않는다. 그러나, IQ 불균형이 존재할 경우 왜곡행렬은 서로 다른 원소를 갖는 2x2 정칙 행렬(non-singular matrix)이 되어 주파수 영역에서 OFDM 심벌 내에 대칭되는 위치에 있는 부반송파간에 IQ 불균형 성분에 의한 왜곡 및 채널의 주파수 응답으로 인해 간섭 신호를 일으킨다.

[0086] 수신기는 주파수 영역의 수신 신호 $[Y(k)]$ 를 수신하여서 수학식 17 및 수학식 18에서 IQ 불균형에 의한 왜곡으로 발생한 간섭 신호를 보상함으로써 기저대역 송신 신호 $[d(t)]$ 를 복구할 수 있다. 이때, 수신기는 왜곡행렬(G_k)을 정확하게 알고 있다고 가정하면 ML 검출 방식 등을 통하여 기저대역 송신 신호 $[d(t)]$ 를 검출할 수 있다.

[0087] 수학식 13을 보면, IQ 불균형 및 채널의 주파수 응답이 결합된 왜곡행렬(G_k)을 추정하기 위해서는 두 개의 연속한 프리앰블 신호가 필요하다는 것을 알 수 있다. 그러나 동일한 형태의 프리앰블 신호를 반복하여 전송할 경우에 수신 프리앰블 신호가 대각행렬이 되므로 왜곡행렬(G_k)을 추정할 수가 없다.

[0088] 아래에서는 왜곡행렬을 추정 및 보상하는 방법에 대해서 도 4 내지 도 7을 참고로 하여 자세하게 설명한다.

[0089] 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 시스템의 송신기를 개략적으로 나타낸 도면이고, 도 5는 알라무티(Alamouti) 기법이 적용된 부반송파의 배치 구조를 나타낸 도면이며, 도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 프리

앰블의 구조를 나타낸 도면이다.

- [0090] 도 4를 참조하면, 송신기(100)는 프리앰블 생성부(110) 및 OFDM 신호 처리부(120)를 포함한다.
- [0091] 프리앰블 생성부(110)는 2x2 정칙 행렬을 만들기 위해 알라무티(Alamouti) 기법을 적용하여 두 심벌 주기에 걸쳐서 프리앰블을 전송한다. 본 발명의 실시 예에서는 프리앰블로서 긴 훈련 필드(Long Training Field) 심벌을 사용한다.
- [0092] 프리앰블 생성부(110)는 2x2 정칙 행렬을 만들기 위해 도 5와 같이 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)의 부반송파를 배치하여서 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)의 형태가 서로 다르게 한다. 알라무티 기법이 적용되는 경우에는 인접한 두 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)이 전송되는 동안에는 다중 경로 채널의 주파수 응답이 동일하게 유지되고 준정적(Quasi-static) 특성을 가진다는 가정을 전제로 한다.
- [0093] 이처럼, 두 개의 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)은 서로 다르기 때문에 프리앰블 생성부(110)는 도 6에 도시한 바와 같이 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2) 앞에 짧은 순환 전치(short Cyclic Prefix)(SCP1, SCP2)를 추가하여 수신기로 전송한다.
- [0094] OFDM 신호 처리부(120)는 송신 신호 및 프리앰블을 OFDM 신호 처리하여서 수신기로 전송한다. 여기서, OFDM 신호 처리라 함은 입력되는 신호를 병렬 신호로 변환하고 이를 역고속 푸리에 변환하는 등의 과정이 포함될 수 있다.
- [0095] 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 시스템의 수신기를 개략적으로 나타낸 도면이다.
- [0096] 도 7을 참조하면, 수신기는 왜곡행렬 추정부(210) 및 OFDM 신호 처리부(220)를 포함한다.
- [0097] 왜곡행렬 추정부(210)는 송신기로부터 두 심벌 주기에 걸쳐서 전송된 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)을 수신하여서 왜곡행렬(G_k)을 추정한다.
- [0098] 즉, 두 개의 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2) 또한 송신기에서의 IQ 불균형과 다중 경로 채널 및 수신기에서의 IQ 불균형을 순서대로 거치면서 수신기에 수신된다. 따라서, 연속으로 수신되는 두 개의 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2) 또한 수학식 17과 같은 구조를 가지게 된다.
- [0099] 즉, 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)이 송신기에서의 IQ 불균형과 다중 경로 채널 및 수신기에서의 IQ 불균형을 순서대로 거치면서 수신기에서 수신된 주파수 영역의 수신 신호[$Y_{L1}(k)$, $Y_{L2}(k)$]를 OFDM 시스템 전반에 걸쳐 발생한 IQ 불균형 성분과 주파수 채널 응답으로 표현하면, 수학식 19와 같이 표현될 수 있다.
- [0100] [수학식 19]
- $$\begin{bmatrix} Y_{L1}(k) \\ Y_{L2}(k) \end{bmatrix} = G_k \begin{bmatrix} X_{L1}(k) \\ X_{L2}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_{L1}(k) \\ W_{L2}(k) \end{bmatrix}$$
- [0101] $\begin{bmatrix} Y_{L1}^*(-k) \\ Y_{L2}^*(-k) \end{bmatrix} = G_k^* \begin{bmatrix} X_{L1}^*(-k) \\ X_{L2}^*(-k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_{L1}^*(-k) \\ W_{L2}^*(-k) \end{bmatrix}$
- [0102] 수학식 19로부터 왜곡행렬(G_k)을 추정하기 위해서는 송신기에서 연속으로 송신된 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)로 구성된 행렬이 항상 정칙 행렬이 되어야 하기 때문에 알라무티 기법을 적용하여서 DC 부반송파를 중심으로 대칭 위치에 있는 서로 다른 두 개의 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)의 부반송파를 수학식 20과 같이 정의할 수 있다.
- [0103] [수학식 20]
- $$\begin{cases} X_{L1}(k)=S_1, X_{L1}(-k)=-S_2 \\ X_{L2}(k)=S_2, X_{L2}(-k)=S_1 \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} X_{L1}(k) \\ X_{L2}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix}$$
- [0104] $\begin{bmatrix} X_{L1}^*(-k) \\ X_{L2}^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_2^* \\ S_1^* \end{bmatrix}$
- [0105] 여기서, S_1 과 $-S_2^*$ 는 첫 번째 전송되는 긴 훈련 필드 심벌(LTF1)이고, S_2 과 S_1^* 는 두 번째 전송되는 긴 훈련 필드 심벌(LTF2)이다.
- [0106] 인접한 두 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)이 전송되는 동안에는 다중 경로 채널의 주파수 응답이 동일하게 유지되는 것으로 가정하였으므로, 왜곡행렬 추정부(210)는 이미 알고 있는 신호인 두 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)을 이용하여 왜곡행렬(G_k)을 구할 수 있다. 이때, 왜곡행렬 추정부(210)는 최소 자승(Least square, LS)

기법을 사용하여 수학적 식 21과 같이 왜곡행렬(G_k)을 추정할 수 있다.

[수학적 식 21]

$$\hat{G}_k = \begin{bmatrix} Y_{L1}(k) & Y_{L2}(k) \\ Y_{L1}^*(-k) & Y_{L2}^*(-k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{L1}(k) & X_{L2}(k) \\ X_{L1}^*(-k) & X_{L2}^*(-k) \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} Y_{L1}(k) & Y_{L2}(k) \\ Y_{L1}^*(-k) & Y_{L2}^*(-k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix}^{-1}$$

즉, 왜곡행렬 추정부(210)는 수학적 식 20의 두 개의 긴 훈련 필드 심벌(LTF1, LTF2)의 심벌 행렬을 알고 있으므로, 수학적 식 19와 심벌 행렬의 역행렬을 이용하여서 왜곡행렬(G_k)을 추정할 수가 있다.

OFDM 신호 처리부(220)는 수신 신호에 대하여 송신기에서의 OFDM 신호 처리에 대한 역과정을 수행한 후에 왜곡행렬(G_k)과 연산하여 기저대역 송신 신호[d(t)]를 검출한다.

다음으로, 도 5 및 도 6의 프리앰블 구조를 이용하여 추정된 왜곡 행렬을 이용하였을 때의 수신 성능을 모의 실험 결과를 참조하여서 설명한다.

먼저, 본 발명의 실시 예에 따른 프리앰블 구조(이하, "제안된 LTF 구조"라 함)를 이용한 경우와 종래의 프리앰블 구조(이하, "기존 LTF"라 함)를 이용한 경우의 수신 성능을 평가하기 위하여 스마트 유틸리티 네트워크(Smart Utility Network, SUN) OFDM 시스템의 모든 옵션에 따라 LS 기법을 사용하여 채널을 추정하고 ZF(Zero Forcing) 기법을 적용하여 채널을 보상하여 동일한 조건에서 모의 실험을 수행하였다.

모의 실험에서 사용한 SUN OFDM 시스템의 옵션은 표 1과 같다.

[표 1]

구분	옵션1	옵션2	옵션3	옵션4
FFT 크기(size)	128	64	32	16
MCS0 (BPSK rate 1/2 with 4x frequency repetition)	0	0	X	X
MCS1 (BPSK rate 1/2 with 2x frequency repetition)	0	0	0	X
MCS2 (QPSK rate 1/2 with 2x frequency repetition)	0	0	0	0
MCS4 (QPSK rate 1/2)	0	0	0	0
MCS6 (QPSK rate 3/4)	X	0	0	0
MCS7 (16-QAM rate 1/2)	X	0	0	0
MCS8 (16-QAM rate 3/4)	X	X	0	0

모의 실험에서는 옵션별로 IQ 불균형과 다중 경로(2-path) 채널에서의 비트 에러율(Bit Error Ratio, BER)과 패킷 에러율(Packet Error Rate, PER)을 확인하였으며, 이를 도 8 내지 도 21에 도시하였다.

도 8 및 도 9는 각각 MCS 모드(MSC0)의 옵션 1에서의 비트 에러율과 패킷 에러율을 나타낸 도면이고, 도 10 및 도 11은 각각 MCS 모드(MSC1)의 옵션 2에서의 비트 에러율과 패킷 에러율을 나타낸 도면이다. 도 12 및 도 13은 각각 MCS 모드(MSC2)의 옵션 3에서의 비트 에러율과 패킷 에러율을 나타낸 도면이고, 도 14 및 도 15는 각각 MCS 모드(MSC4)의 옵션 4에서의 비트 에러율과 패킷 에러율을 나타낸 도면이다. 도 16 및 도 17은 각각 MCS 모드(MSC6)의 옵션 2에서의 비트 에러율과 패킷 에러율을 나타낸 도면이다. 도 18 및 도 19는 각각 MCS 모드(MSC7)의 옵션 3에서의 비트 에러율과 패킷 에러율을 나타낸 도면이고, 도 20 및 도 21은 각각 MCS 모드(MSC8)의 옵션 4에서의 비트 에러율과 패킷 에러율을 나타낸 도면이다.

도 8 내지 도 21을 참조하면, IQ 불균형이 존재하지 않을 경우에는 기존 LTF 구조(Basic LTF)의 성능이 제안된 LTF 구조(Alamouti LTF)보다 1~2dB 성능이 좋지만, IQ 불균형이 존재할 경우 기존 LTF 구조(Basic LTF)는 오류 마루 현상이 발생하는 반면, 제안된 LTF 구조(Alamouti LTF)는 안정된 성능을 보여주고 있다.

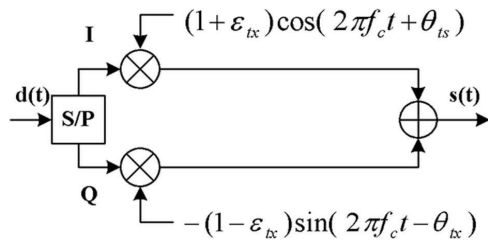
[0119] 또한, SUN(Smart Utility Network)을 위한 표준안 중 하나로 제안된 OFDM 시스템에서 직접변환송수신기를 사용했을 때 발생하는 IQ 불균형과 주파수 선택적 채널의 영향과 위 상황에서 알라무티 방식으로 부반송파를 배치한 제안된 LTF 구조(Alamouti LTF)와 기존 LTF 구조(Basic LTF)를 이용한 신호보상성능을 비교한 결과 수신 신호대 잡음비(Signal-to-noise ratio, SNR)이 낮은 경우 기존 LTF 구조(Basic LTF)의 성능이 1~2dB 좋은 성능을 보이지만 SNR이 증가할수록 오류 마루가 발생하며 제안된 LTF 구조(Alamouti LTF)의 경우 안정적인 성능을 보여줌으로써 IQ 불균형에 강인함을 확인할 수 있다.

[0120] 본 발명의 실시 예는 이상에서 설명한 장치 및/또는 방법을 통해서만 구현되는 것은 아니며, 본 발명의 실시 예의 구성에 대응하는 기능을 실현하는 프로그램 또는 그 프로그램이 기록된 기록 매체를 통해 구현될 수도 있으며, 이러한 구현은 앞서 설명한 실시 예의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술 분야의 전문가라면 쉽게 구현할 수 있는 것이다.

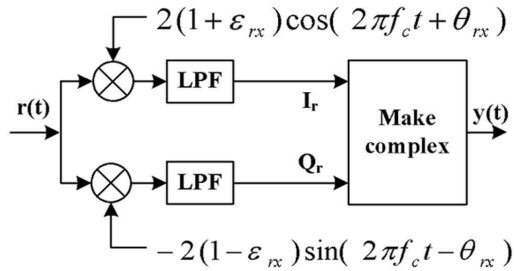
[0121] 이상에서 본 발명의 실시 예에 대하여 상세하게 설명하였지만 본 발명의 권리 범위는 이에 한정되는 것은 아니고 다음의 청구범위에서 정의하고 있는 본 발명의 기본 개념을 이용한 당업자의 여러 변형 및 개량 형태 또한 본 발명의 권리 범위에 속하는 것이다.

도면

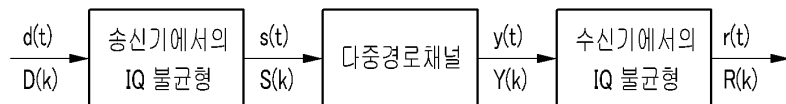
도면1



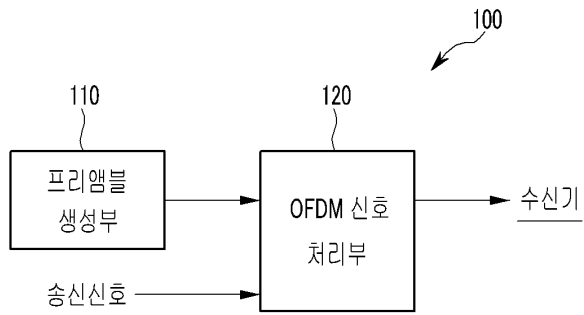
도면2



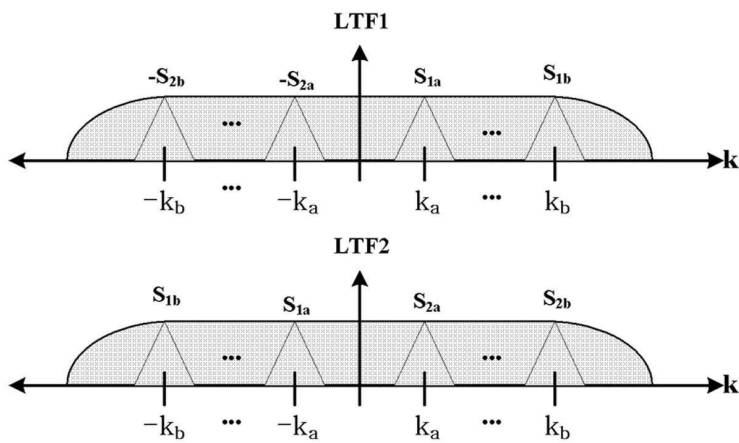
도면3



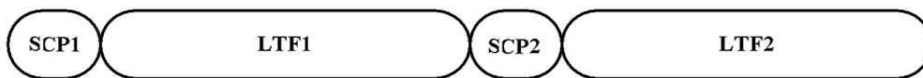
도면4



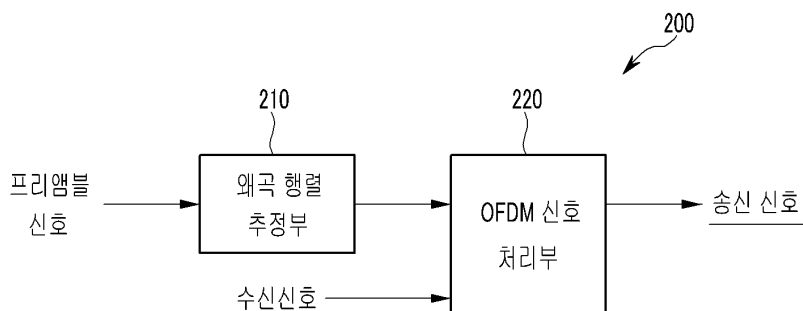
도면5



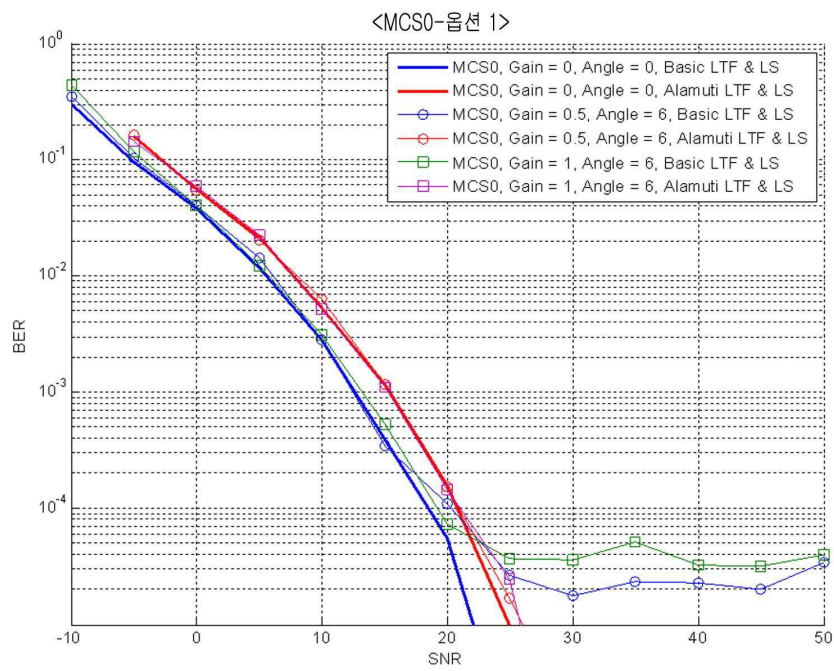
도면6



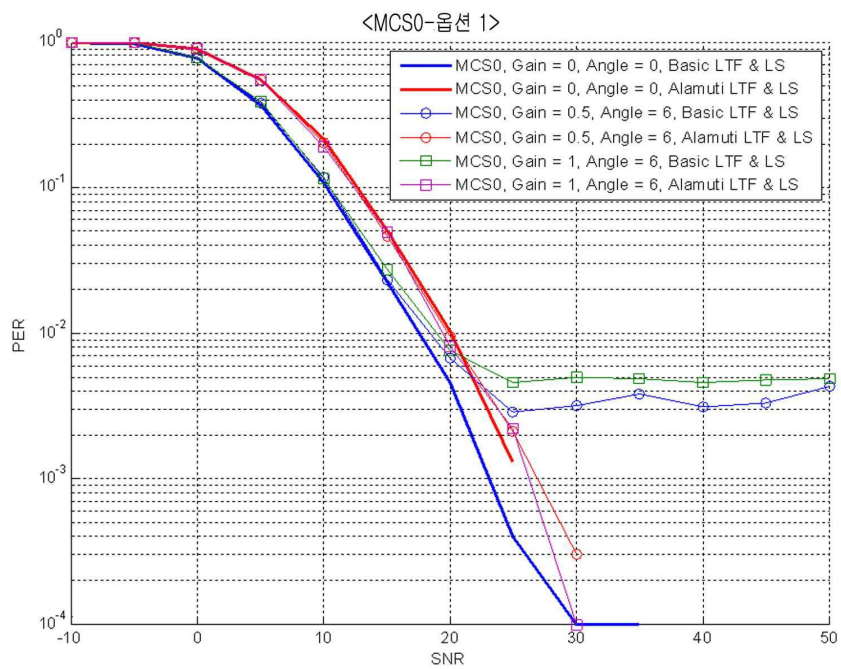
도면7



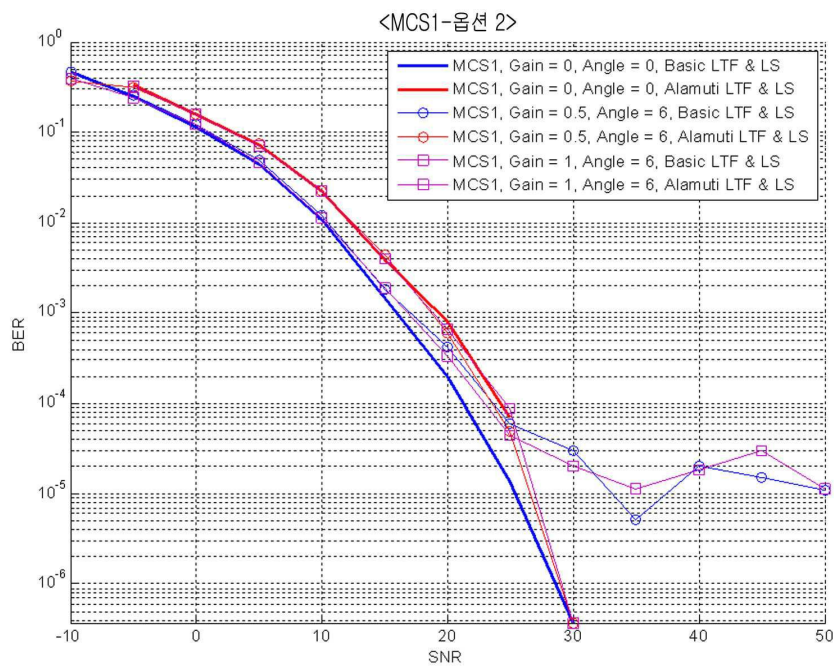
도면8



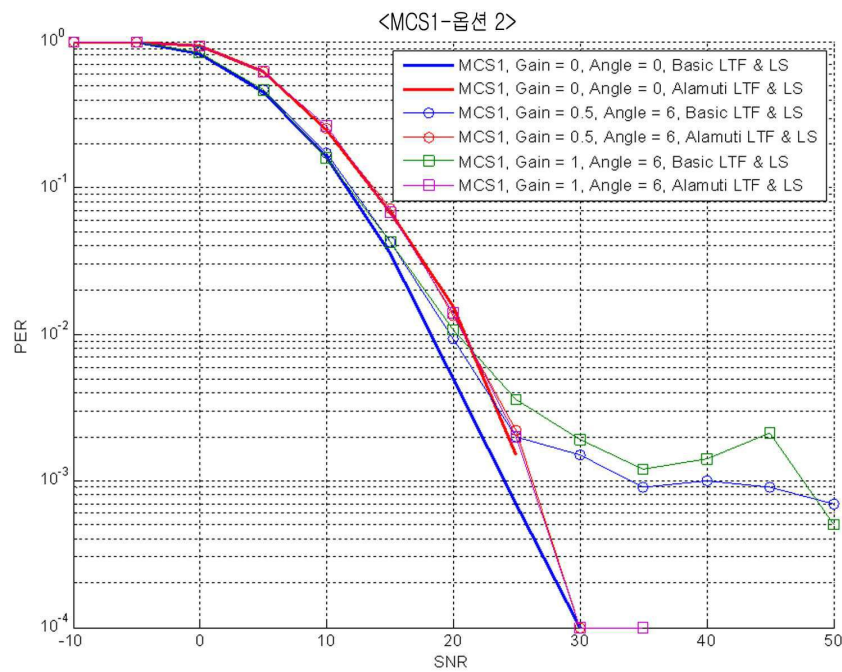
도면9



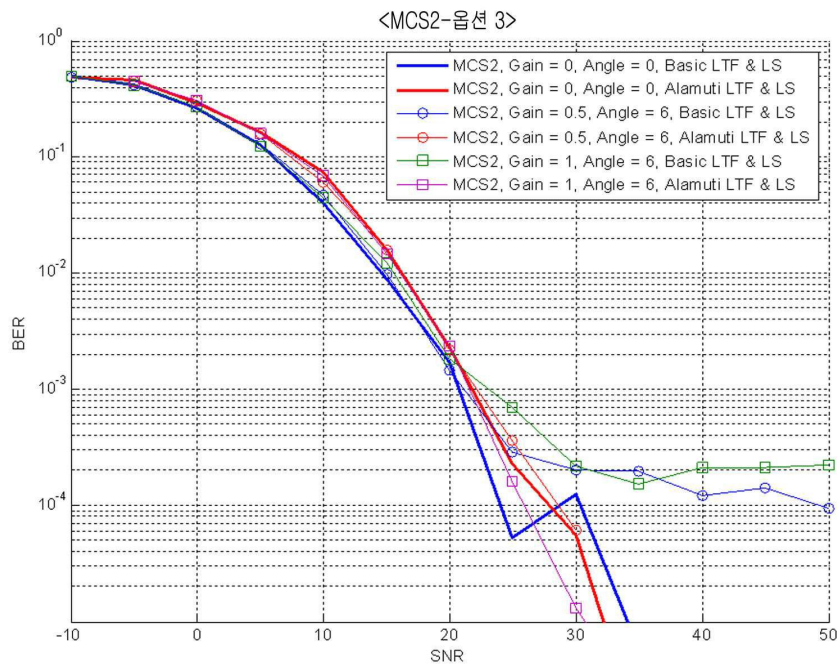
도면10



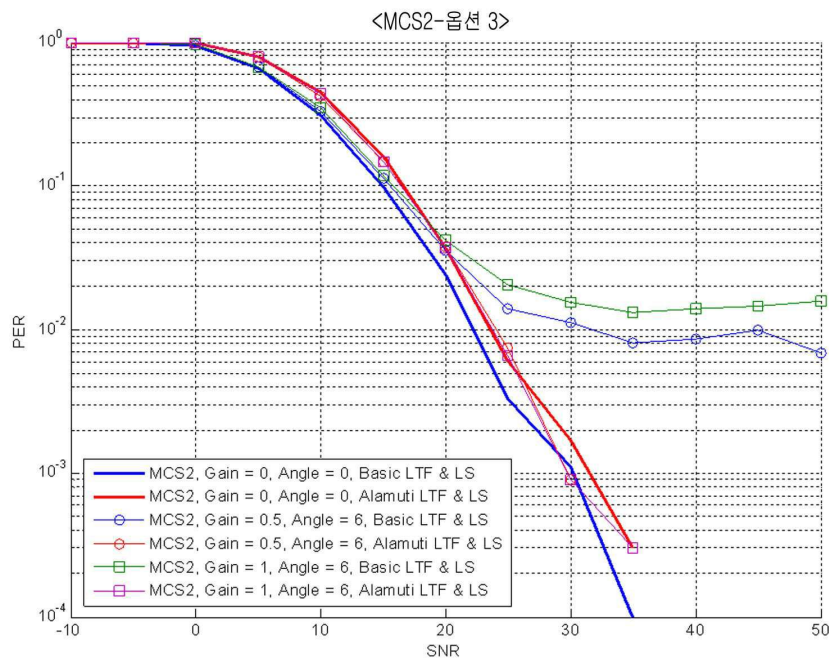
도면11



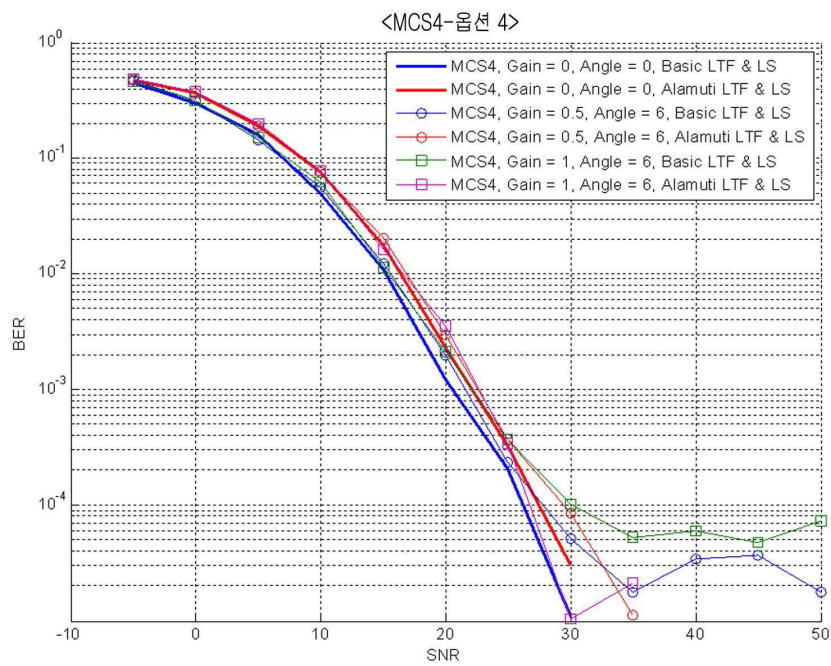
도면12



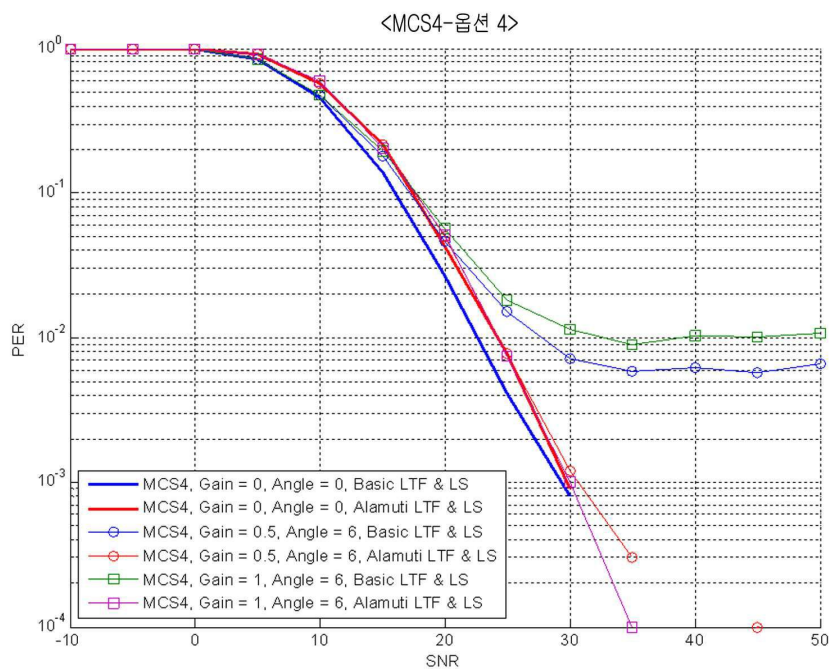
도면13



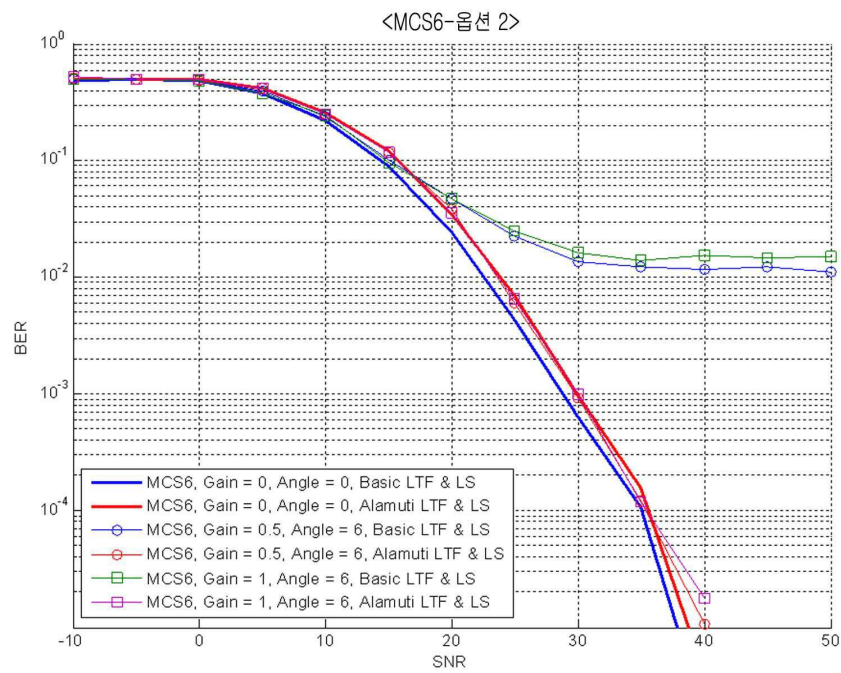
도면14



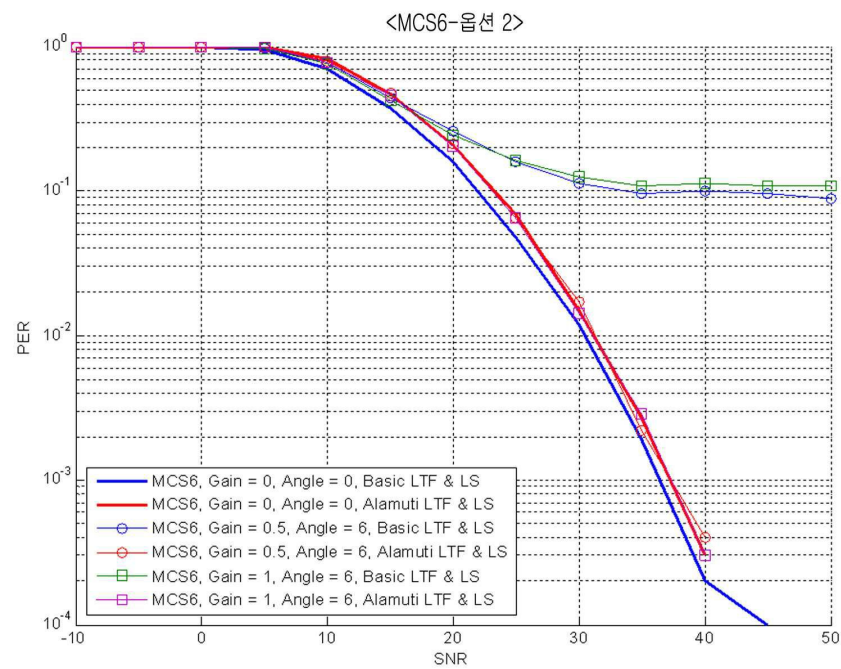
도면15



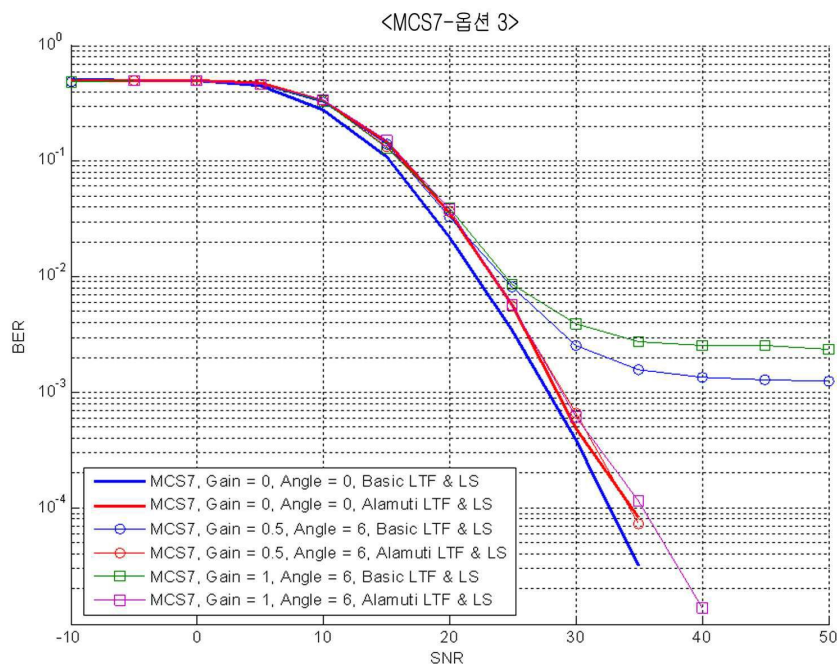
도면16



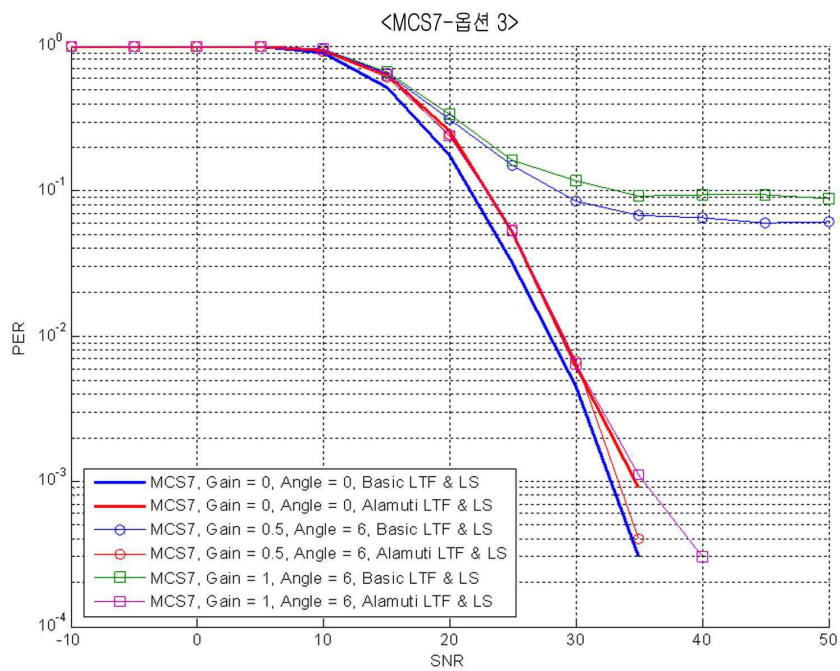
도면17



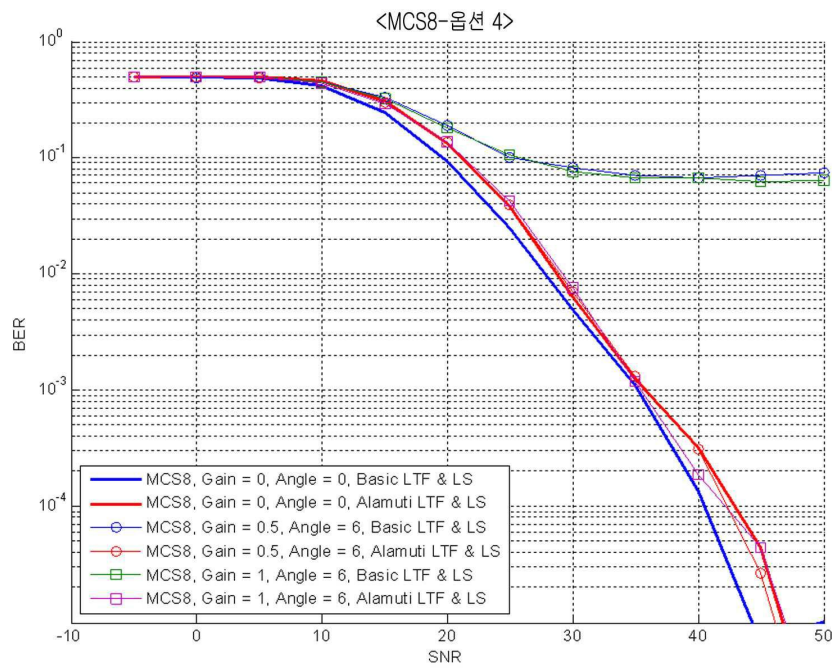
도면18



도면19



도면20



도면21

