



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2012-0082210
(43) 공개일자 2012년07월23일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04L 27/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2011-0003585

(22) 출원일자 2011년01월13일

심사청구일자 2011년01월13일

(71) 출원인

세종대학교산학협력단

서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)

(72) 발명자

양현

서울특별시 광진구 군자동 368번지 102호

유영환

서울특별시 송파구 동남로 193, 쌍용아파트 101동 1501호 (가락동)

송형규

경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17, 320동 303호 (서현동, 한양아파트)

(74) 대리인

특허법인태백

전체 청구항 수 : 총 9 항

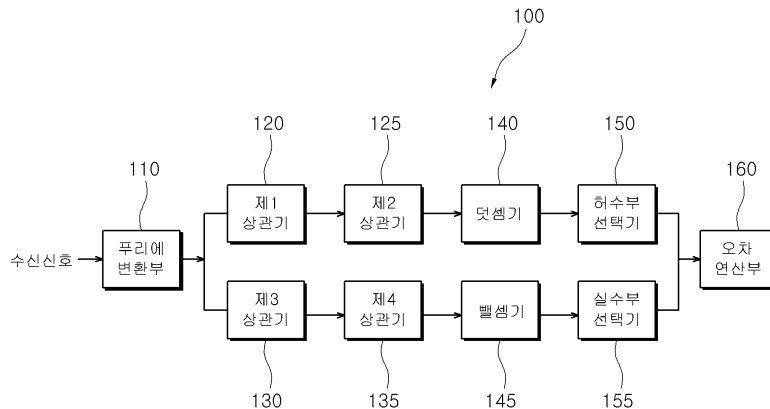
(54) 발명의 명칭 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치 및 그 방법

(57) 요약

본 발명은, 서로 연속적인 제1 OFDM 심볼 내지 제3 OFDM 심볼을 포함한 수신 신호를 푸리에 변환하는 단계와, 상기 제1 OFDM 심볼과 제2 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제1 상관값과, 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제2 상관값을 각각 연산하는 단계와, 상기 제2 OFDM 심볼과 제3 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제3 상관값과, 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제4 상관값을 각각 연산하는 단계와, 상기 제1 상관값과 제2 상관값을 덧셈 연산하고, 상기 제3 상관값과 제4 상관값을 뺄셈 연산하는 단계, 및 상기 덧셈 연산의 결과로부터 선택되는 허수부와 상기 뺄셈 연산의 결과로부터 선택되는 실수부를 이용하여, 상기 수신 신호에 대한 주파수 오차를 연산하는 단계를 포함하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법을 제공한다.

상기 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법에 따르면, OFDM 시스템에서 직교 위상 불균형 성분에 의하여 발생하는 간섭신호의 특성을 파악하여, 직교 위상 불균형 정도와는 독립적으로 수신 신호의 주파수 동기 오차를 정확하게 추정할 수 있는 이점이 있다.

대표도 - 도2



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 10035547

부처명 지식경제부

연구사업명 지식경제 기술혁신 사업

연구과제명 DVB 2.0 기반 컨버전스 다중화 및 가변 수신 기술개발

주관기관 전자부품연구원

연구기간 2010.03.01 ~ 2011.02.28

특허청구의 범위

청구항 1

서로 연속적인 제1 OFDM 심볼 내지 제3 OFDM 심볼을 포함한 수신 신호를 푸리에 변환하는 단계;

상기 제1 OFDM 심볼과 제2 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제1 상관값과, 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제2 상관값을 각각 연산하는 단계;

상기 제2 OFDM 심볼과 제3 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제3 상관값과, 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제4 상관값을 각각 연산하는 단계;

상기 제1 상관값과 제2 상관값을 덧셈 연산하고, 상기 제3 상관값과 제4 상관값을 뺄셈 연산하는 단계; 및

상기 덧셈 연산의 결과로부터 선택되는 허수부와 상기 뺄셈 연산의 결과로부터 선택되는 실수부를 이용하여, 상기 수신 신호에 대한 주파수 오차를 연산하는 단계를 포함하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 제3 OFDM 심볼은,

그 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들이 음수 부호화되어 있는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법.

청구항 3

청구항 1에 있어서,

상기 주파수 오차를 연산하는 단계는,

상기 허수부를 상기 실수부로 나눈 값을 사용하여 상기 주파수 오차의 연산을 수행하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법.

청구항 4

청구항 3에 있어서,

상기 주파수 오차를 연산하는 단계는 아래의 수학적식을 통해 연산하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법:

$$\hat{\gamma} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\}}{\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\}}$$

여기서, $\Lambda_{l,0}$ 은 상기 제1 상관값, $\Lambda_{l,1}$ 은 상기 제2 상관값, $\Lambda_{l+1,0}$ 은 상기 제3 상관값, $\Lambda_{l+1,1}$ 은 상기 제4 상관

값, $\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\}$ 은 상기 덧셈 연산에 따른 허수부, $\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\}$ 은 상기 뺄셈 연산에

따른 실수부, $\rho = 2\pi N_e / N$ 이고, N 은 OFDM 신호의 부반송파의 개수이고, $N_e = N + N_g$ 이고,

N_g 는 보호 구간의 크기를 나타낸다.

청구항 5

청구항 1 내지 청구항 4 중 어느 한 항에 기재된 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체.

청구항 6

서로 연속적인 제1 OFDM 심볼 내지 제3 OFDM 심볼을 포함한 수신 신호를 푸리에 변환하는 푸리에 변환부;

상기 제1 OFDM 심볼과 제2 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제1 상관값을 연산하는 제1 상관기;

상기 제1 OFDM 심볼과 제2 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제2 상관값을 연산하는 제2 상관기;

상기 제2 OFDM 심볼과 제3 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제3 상관값을 연산하는 제3 상관기;

상기 제2 OFDM 심볼과 제3 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제4 상관값을 연산하는 제4 상관기;

상기 제1 상관값과 제2 상관값을 덧셈 연산하는 덧셈기;

상기 제3 상관값과 제4 상관값을 뺄셈 연산하는 뺄셈기;

상기 덧셈 연산의 결과로부터 허수부를 선택하는 허수부 선택기;

상기 뺄셈 연산의 결과로부터 실수부를 선택하는 실수부 선택기; 및

상기 선택된 허수부와 실수부를 이용하여 상기 수신 신호에 대한 주파수 오차를 연산하는 오차 연산부를 포함하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치.

청구항 7

청구항 6에 있어서,

상기 제3 OFDM 심볼은,

그 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들이 음수 부호화되어 있는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치.

청구항 8

청구항 6에 있어서,

상기 오차 추정부는,

상기 허수부를 상기 실수부로 나눈 값을 사용하여 상기 주파수 오차의 연산을 수행하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치.

청구항 9

청구항 8에 있어서,

상기 주파수 오차를 연산하는 단계는 아래의 수학적식을 통해 연산하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치:

$$\hat{\gamma} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\}}{\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\}}$$

여기서, $\Lambda_{l,0}$ 은 상기 제1 상관값, $\Lambda_{l,1}$ 은 상기 제2 상관값, $\Lambda_{l+1,0}$ 은 상기 제3 상관값, $\Lambda_{l+1,1}$ 은 상기 제4 상관

값, $\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\}$ 은 상기 덧셈 연산에 따른 허수부, $\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\}$ 은 상기 뺄셈 연산에

따른 실수부, $\rho = 2\pi N_e / N$ 이고, N 은 OFDM 신호의 부반송파의 개수이고, $N_e = N + N_g$ 이고,

N_g 는 보호 구간의 크기를 나타낸다.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치 및 그 방법에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 시스템에서 직교 위상 불균형 성분과 무관하게 수신 신호의 주파수 오차를 정확하게 추정할 수 있는 주파수 오차 추정 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 차세대 무선 통신에서는 초고속 데이터 전송을 위해 전체의 채널을 여러 개의 직교하는 부채널로 나누어 병렬적으로 전송하는 OFDM 방법을 주로 사용한다. 일반적인 OFDM 시스템은 전체적인 시스템의 성능을 결정하는 민감한 부분들 중 하나인 주파수 오차에 대하여 민감하다.

[0003] 상기 주파수 오차는 도플러 효과나 수신단에 존재하는 발진기의 불안정성으로 인하여 발생하게 된다. 주파수 오차가 발생하는 원인은 크게 도플러 주파수에 의한 데이터 심볼의 순환 천이와 수신단의 오실레이터의 오류에 의해 발생하는데, 이러한 주파수 오차의 영향으로 인접 부반송파들 간의 간섭(Inter Carrier Interference: ICI)이 발생하여 각 부반송파들 간의 직교성을 잃게 된다.

[0004] 이러한 주파수 오차를 추정하기 위한 방법은, 일반적으로 OFDM 기술 기반의 시스템에서 정의된 프리엠블 신호를 이용하여 대략적인 주파수 오차를 보상한다. 하지만, 이러한 방법은 주파수 오차를 완벽하게 제거하지 못하기 때문에 미세한 잔여 주파수 오차가 남게 된다. 이 잔여 주파수 오차는 보통 작은 값이지만, 그 값들이 누적될 경우 위상 오차가 증가하여 BER(Bit Error Rate) 성능이 감소하게 된다.

[0005] 종래에는 프리엠블을 이용한 주파수 오차 보상 이후에 데이터와 함께 전송되는 파일럿 부반송파를 이용하여 미세 잔여 주파수 오차를 보상하는 방법이 제시된 바 있다. 하지만, OFDM 시스템에서는 RF 송수신기의 불완전성으로 인한 직교 위상 불균형 성분이 발생하게 된다. 또한, 이러한 직교 위상 불균형 성분에 의하여 간섭 성분이 발생하는 경우 종래의 주파수 추정 방식은 사용할 수가 없다. 즉, 종래에 따른 주파수 오차 추정 방법은 직교 위상 불균형 정도에 따라 추정 성능이 심각하게 저하되기 때문에, 직교 위상 불균형과 독립적이면서도 정확한 주파수 오차 추정 방법이 필요하다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 본 발명은, OFDM 시스템에서 직교 위상 불균형과 독립적이면서 수신 신호의 주파수 오차를 정확하게 추정할 수 있는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치 및 그 방법을 제공하는데 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0007] 본 발명은, 서로 연속적인 제1 OFDM 심볼 내지 제3 OFDM 심볼을 포함한 수신 신호를 푸리에 변환하는 단계와, 상기 제1 OFDM 심볼과 제2 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제1 상관값과, 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제2 상관값을 각각 연산하는 단계와, 상기 제2 OFDM 심볼과 제3 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제3 상관값과, 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제4 상관값을 각각 연산하는 단계와, 상기 제1 상관값과 제2 상관값을 덧셈 연산하고, 상기 제3 상관값과 제4 상관값을 뺄셈 연산하는 단계, 및 상기 덧셈 연산의 결과로부터 선택되는 허수부와 상기 뺄셈 연산의 결과로부터 선택되는 실수부를 이용하여, 상기 수신 신호에 대한 주파수 오차를 연산하는 단계를 포함하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법을 제공한다.

[0008] 여기서, 상기 제3 OFDM 심볼은, 그 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들이 음수 부호화되어 있을 수 있다.

[0009] 또한, 상기 주파수 오차를 연산하는 단계는, 상기 허수부를 상기 실수부로 나눈 값을 사용하여 상기 주파수 오차의 연산을 수행할 수 있다.

[0010] 이때, 상기 주파수 오차를 연산하는 단계는 아래의 수학적식을 통해 연산할 수 있다.

$$\hat{\gamma} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\}}{\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\}}$$

[0011]

[0012] 여기서, $\Lambda_{l,0}$ 은 상기 제1 상관값, $\Lambda_{l,1}$ 은 상기 제2 상관값, $\Lambda_{l+1,0}$ 은 상기 제3 상관값, $\Lambda_{l+1,1}$ 은 상기 제4 상관값, $\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\}$ 은 상기 덧셈 연산에 따른 허수부, $\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\}$ 은 상기 뺄셈 연산에 따른 실수부, $\rho = 2\pi N_e / N$ 이고, N 은 OFDM 신호의 부반송파의 개수이고, $N_e = N + N_g$ 이고, N_g 는 보호 구간의 크기를 나타낸다.

[0013] 그리고, 본 발명은 상기 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체를 제공한다.

[0014] 그리고, 본 발명은, 서로 연속적인 제1 OFDM 심볼 내지 제3 OFDM 심볼을 포함한 수신 신호를 푸리에 변환하는 푸리에 변환부와, 상기 제1 OFDM 심볼과 제2 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제1 상관값을 연산하는 제1 상관기와, 상기 제1 OFDM 심볼과 제2 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제2 상관값을 연산하는 제2 상관기와, 상기 제2 OFDM 심볼과 제3 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제3 상관값을 연산하는 제3 상관기와, 상기 제2 OFDM 심볼과 제3 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제4 상관값을 연산하는 제4 상관기와, 상기 제1 상관값과 제2 상관값을 덧셈 연산하는 덧셈기와, 상기 제3 상관값과 제4 상관값을 뺄셈 연산하는 뺄셈기와, 상기 덧셈 연산의 결과로부터 허수부를 선택하는 허수부 선택기와, 상기 뺄셈 연산의 결과로부터 실수부를 선택하는 실수부 선택기, 및 상기 선택된 허수부와 실수부를 이용하여 상기 수신 신호에 대한 주파수 오차를 연산하는 오차 연산부를 포함하는 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치를 제공한다.

발명의 효과

[0015] 본 발명에 따른 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치 및 그 방법에 따르면, OFDM 시스템에서 직교 위상 불균형 성분에 의하여 발생하는 간섭신호의 특성을 파악하여, 직교 위상 불균형 정도와는 독립적으로 수신 신호의 주파수 동기 오차를 정확하게 추정할 수 있는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0016] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법의 흐름도이다.

도 2는 도 1을 위한 장치의 구성도이다.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 송신 OFDM 심볼들의 파일럿 신호 구조를 도시한 것이다.

도 4는 도 3에서 제1 상관값 내지 제4 상관값의 연산 대상 부분을 표시한 것이다.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 주파수 오차 추정 방식과 종래 기술에 따른 주파수 오차 추정 방식의 평균 추정 성능을 주파수 오차의 크기에 따른 컴퓨터 시뮬레이션 결과로 나타낸 것이다.

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 주파수 오차 추정 방식과 종래 기술에 따른 주파수 오차 추정 방식의 평균 제곱 오차(MSE, Mean Square Error) 성능을 SNR과 이득 및 위상 불균형의 값에 따른 컴퓨터 시뮬레이션 결과로 나타낸 것이다.

도 7은 본 발명의 실시예에 따른 주파수 오차 추정 방법과 종래 기술에 따른 주파수 오차 추정 방법의 MSE 성능을 보여주는 다른 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0017] 그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식

을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

[0018] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법의 흐름도이다. 도 2는 도 1을 위한 장치의 구성도이다. 상기 장치(100)는 푸리에 변환부(110), 제1 상관기(120), 제2 상관기(125), 제3 상관기(130), 제4 상관기(135), 덧셈기(140), 뺄셈기(145), 허수부 선택기(150), 실수부 선택기(155), 오차 연산부(160)를 포함한다.

[0019] 우선, 상기 OFDM 시스템에서 직교 위상 불균형에 강인한 미세 주파수 오차 추정 방법을 설명하기에 앞서, 송신단에서 전송하는 신호에 대하여 설명한다. 본 발명의 실시예에 따르면, 송신단에서는 N 개의 부반송파와 N^g 의 보호구간 크기를 가지는 OFDM신호를 역 고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform: IFFT)에 의해 발생시키는 것으로 가정한다.

[0020] 여기서, 송신하는 각각의 OFDM 심볼에는 N^p 개의 파일럿 신호가 삽입된다. 그리고, 그 중 세 번째 OFDM 송신 심볼에는 중심 주파수를 중심으로 오른쪽의 $N^p / 2$ 개 파일럿 신호들의 부호를 음수 부호화한다.

[0021] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 송신 OFDM 심볼들의 파일럿 신호 구조를 도시한 것이다. 여기서 1번째 OFDM 심볼은 제1 OFDM 심볼, 1+1번째 OFDM 심볼은 제2 OFDM 심볼, 1+2번째 OFDM 심볼은 제3 OFDM 심볼에 해당된다. 이를 통해, 세 개의 연속적인 OFDM 심볼의 부반송파에 실리는 데이터의 위치를 확인할 수 있다.

[0022] 또한, 도 3을 참조하면, 각 심볼이 그 중심 주파수를 기준으로 좌측 파일럿 신호들과 우측의 파일럿 신호들로 구분되어 있으며, 제3 OFDM 심볼의 경우 우측의 파일럿 신호들이 음수 부호화되어 있음이 확인된다.

[0023] 이후에, 수신단에서 상기의 OFDM 송신 심볼을 수신하게 되면, 그 수신 신호는 수학식 1과 같다.

수학식 1

$$y_l(t) = ur_l(t) + vr_l^*(t) + w_l(t)$$

[0024]

[0025] 여기서, $r_l(t) = x_l(t) \otimes h_l(t)e^{j2\pi\Lambda t}$ 이고, $x_l(t)$ 는 송신단에서 생성되는 심볼들의 역 고속 푸리에 변환(IFT) 이후의 송신 신호, $h_l(t)$ 는 시간 축에서의 채널 응답, Λ 는 부반송파 간격만큼 정규화된 주파수 오차, $u = \cos \Delta\phi + j\varepsilon \sin \Delta\phi$, $v = \varepsilon \cos \Delta\phi - j \sin \Delta\phi$, ε 는 이득 불균형 성분, $\Delta\phi$ 는 위상 불균형 성분, $w_l(t)$ 는 전체 심볼 구간에서 평균이 0인 복소 가산성 백색 가우시안 잡음(complex Additive White Gaussian Noise : AWGN)이다. 상기 u 와 v 는 실제로 직교 위상 불균형 성분에 해당된다.

[0026] 상기의 신호를 수신한 수신기는 프리엠프 신호를 이용하여 대략적인 주파수 오차를 추정 및 보상하고 시간 동기 오차는 완벽하게 보상한다고 가정한다. 이하에서는 상술한 내용을 바탕으로 상기 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법에 관하여 상세히 설명한다.

[0027] 먼저, 상기 푸리에 변환부(110)에서는 서로 연속적인 제1 OFDM 심볼 내지 제3 OFDM 심볼을 포함한 수신 신호를 고속 푸리에 변환(FFT)한다(S110). 이는 수신 신호를 시간 축에서 주파수 축으로 변환하는 과정을 나타낸다.

[0028] 상기의 고속 푸리에 변환 과정에서 직교 위상 불균형 성분에 의하여 본래 신호가 실리는 부반송파의 대칭 부채널에 간섭 신호가 발생된다. 이에 따라, 직교 위상 불균형 성분으로 인한 간섭 신호와 미세 잔여 주파수 오차 및 샘플링 주파수 오차가 존재할 경우, 주파수축에서의 OFDM 수신 심볼은 아래의 수학식 2와 같이 근사화될 수 있다. 수학식 2는 푸리에 변환된 수신 신호에 해당되는 것이다.

수학식 2

$$Y_l(k) \cong uH_l(k)X_l(k)e^{j2\pi\theta(k)(N-1)/N}e^{j2\pi\theta(k)(N_e+N_g)/N} \\ + vH_l^*(N-k)X_l^*(N-k)e^{-j2\pi\theta(N-k)(N-1)/N}e^{-j2\pi\theta(N-k)(N_e+N_g)/N} \\ + W_l(k)$$

[0029]

[0030]

여기서, 미세 주파수 동기 오차에 의한 인접 부반송파들 간의 간섭(Inter Carrier Interference; ICI)는 AWGN 성분에 비하여 매우 작으므로 생략하기로 한다.

[0031]

수학식 2에서 $\theta(k) = \gamma(1 + \zeta) + \zeta k \approx \gamma + \zeta k$ 이다. 여기서, γ 는 부반송파 간격으로 정규화된 미세 잔여 주파수 동기 오차, ζ 는 샘플링 간격으로 정규화된 샘플링 주파수 동기 오차, $N-k$ 는 k 번째 부반송파의 대칭 부반송파 인덱스, $H_l(k)$ 는 주파수 축에서의 채널 응답, $W_l(k)$ 는 전체 심볼 구간에서 평균이 0인 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)이다. $vH_l^*(N-k)X_l^*(N-k)e^{-j2\pi\theta(N-k)(N-1)/N}e^{-j2\pi\theta(N-k)(N_e+N_g)/N}$ 는 직교 위상 불균형 성분에 의하여 본래 부반송파 신호의 대칭 부반송파 인덱스에 발생된 간섭 신호이다.

[0032]

이러한 간섭 신호는 주파수 오차 추정을 어렵게 하는 요소에 해당된다. 이러한 부반송파 인덱스에 발생된 간섭 신호의 영향을 받지 않도록, 본 실시예에서는 이하의 S120~S150 단계의 과정을 수행한다.

[0033]

우선, 상기 제1 OFDM 심볼과 제2 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제1 상관값과, 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제2 상관값을, 제1 상관기(120)와 제2 상관기(125)에서 각각 연산한다(S120).

[0034]

도 4는 도 3에서 제1 상관값 내지 제4 상관값의 연산 대상 부분을 표시한 것이다. 이를 참조하면, 제1 상관기(120)는 수신 신호의 연속적인 첫 번째와 두 번째 OFDM 심볼에서 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들의 상관값을 구한다. 상기 제1 상관기(120)에 의한 제1 상관값 $\Lambda_{1,0}$ 은 수학식 3과 같다.

수학식 3

$$\Lambda_{1,0} = \sum_{j=1}^{N_p/2} \left(\alpha \cos(\rho\gamma) \cos(\rho\zeta k_j) - \beta \sin(\rho\gamma) \sin(\rho\zeta k_j) \right. \\ \left. + j\alpha \cos(\rho\gamma) \sin(\rho\zeta k_j) + j\beta \sin(\rho\gamma) \cos(\rho\zeta k_j) + 2\Re\{Z(k_j)\} \right)$$

[0035]

[0036]

여기서, $\alpha = |u|^2 |H_l(k_j)|^2 + |v|^2 |H_l(N-k_j)|^2$ 이고,

[0037]

$\beta = |u|^2 |H_l(k_j)|^2 - |v|^2 |H_l(N-k_j)|^2$ 이다. j 는 N_p 개의 파일럿 부반송파 인덱스를 나타낸다. $\rho = 2\pi N_e / N$ 인데, 여기서 N 은 OFDM 신호의 부반송파의 개수이고, $N_e = N + N_g$ 이며, N_g 는 보호 구간의 크기를 나타낸다.

[0038]

제2 상관기(125)는 수신 신호의 연속적인 첫 번째와 두 번째 OFDM 심볼에서 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들의 상관값을 구한다. 상기 제2 상관기(125)에 의한 제2 상관값 $\Lambda_{1,1}$ 은 수학식 4와 같다.

수학식 4

$$\Lambda_{l,1} = \sum_{j=1}^{N_p/2} \left(\bar{\alpha} \cos(\rho\gamma) \cos(\rho\zeta k_j) + \bar{\beta} \sin(\rho\gamma) \sin(\rho\zeta k_j) - j\bar{\alpha} \cos(\rho\gamma) \sin(\rho\zeta k_j) + j\bar{\beta} \sin(\rho\gamma) \cos(\rho\zeta k_j) + 2\Re\{Z(N - k_j)\} \right)$$

여기서, $\bar{\alpha} = |u|^2 |H_l(N - k_j)|^2 + |v|^2 |H_l(k_j)|^2$ 이고,

$\bar{\beta} = |u|^2 |H_l(N - k_j)|^2 - |v|^2 |H_l(k_j)|^2$ 이다.

이후에는, 상기 제2 OFDM 심볼과 제3 OFDM 심볼에 대해, 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들에 대한 제3 상관값과, 오른쪽 파일럿 신호들에 대한 제4 상관값을, 제3 상관기(130)와 제4 상관기(135)에서 각각 연산한다(S130).

즉, 도 4를 참조하면, 제3 상관기(130)는 수신 신호의 연속적인 두 번째와 세 번째 OFDM 심볼에서 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 왼쪽 파일럿 신호들의 상관값을 구한다. 상기 제3 상관기(130)에 의한 제3 상관값 $\Lambda_{l+1,0}$ 은 수학식 5과 같다.

수학식 5

$$\Lambda_{l+1,0} = \sum_{j=1}^{N_p/2} \left(\beta \cos(\rho\gamma) \cos(\rho\zeta k_j) - \alpha \sin(\rho\gamma) \sin(\rho\zeta k_j) + j\beta \cos(\rho\gamma) \sin(\rho\zeta k_j) + j\alpha \sin(\rho\gamma) \cos(\rho\zeta k_j) + 2\Re\{Z(k_j)\} \right)$$

제4 상관기(135)는 수신 신호의 연속적인 두 번째와 세 번째 OFDM 심볼에서 각 심볼의 중앙주파수를 중심으로 오른쪽 파일럿 신호들의 상관값을 구한다. 상기 제4 상관기(135)에 의한 제4 상관값 $\Lambda_{l+1,1}$ 은 수학식 6과 같다.

수학식 6

$$\Lambda_{l+1,1} = \sum_{j=1}^{N_p/2} \left(-\bar{\beta} \cos(\rho\gamma) \cos(\rho\zeta k_j) - \bar{\alpha} \sin(\rho\gamma) \sin(\rho\zeta k_j) + j\bar{\beta} \cos(\rho\gamma) \sin(\rho\zeta k_j) - j\bar{\alpha} \sin(\rho\gamma) \cos(\rho\zeta k_j) + 2\Re\{Z(N - k_j)\} \right)$$

이상과 같이 제1 상관값 내지 제4 상관값이 구해지면, 상기 덧셈기(140)에서는 상기 제1 상관값과 제2 상관값을 덧셈 연산하고, 상기 뺄셈기(145)에서는 상기 제3 상관값과 제4 상관값을 뺄셈 연산한다(S140).

앞서, 수학식들에서 $e^{\rho\zeta k_j} \approx 1$ 로 근사화될 만큼 샘플링 주파수 동기 오차의 값이 매우 작다고 가정하면, 상기 덧셈기(140)에서 제1 상관기(120)와 제2 상관기(125)에 의한 제1 상관값과 제2 상관값을 합산하는 연산은 다음의 수학식 7로 표현된다.

수학식 7

$$\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1} = \sum_{j=1}^{N_p/2} \left((\alpha + \bar{\alpha}) \cos(\rho\gamma) + j(\beta + \bar{\beta}) \sin(\rho\gamma) + 2\Re\{Z(k_j) + Z(N - k_j)\} \right)$$

그리고, 상기 뺄셈기(145)에서 제3 상관기(130)에 의한 제3 상관값에 제4 상관기(135)에 의한 제4 상관값을 감산하는 연산은 수학식 8과 같다.

수학식 8

$$\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1} = \sum_{j=1}^{N_p/2} \left((\beta + \bar{\beta}) \sin(\rho\gamma) + j(\alpha + \bar{\alpha}) \cos(\rho\gamma) + 2\Im\{Z(k_j) + Z(N - k_j)\} \right)$$

상기 뺄셈 연산은 상기 제3 OFDM 심볼의 오른쪽 파일럿 신호들이 음수 부호화되어 있기 때문이다.

이후에는, 상기 수학식 7의 덧셈 연산의 결과로부터 선택되는 허수부와 상기 수학식 8의 뺄셈 연산의 결과로부터 선택되는 실수부를 이용하여, 상기 수신 신호에 대한 주파수 오차를 연산한다(S150).

이를 위해, 상기 허수부 선택기(150)는 상기 수학식 7의 덧셈 연산 값에서 허수부 값을 선택하며, 이는 수학식 9로 표현된다.

수학식 9

$$\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\} = (\beta + \bar{\beta}) \sin(\rho\gamma)$$

여기서, $\Im$ 는 허수부 값을 선택하는 연산이다. 즉, $\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\}$ 는 상기 덧셈 연산에 따른 허수부이다.

그리고, 상기 실수부 선택기(155)는 상기 수학식 8의 뺄셈 연산 값에서 실수부 값을 선택하며, 이는 수학식 10으로 표현된다.

수학식 10

$$\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\} = (\beta + \bar{\beta}) \cos(\rho\gamma)$$

여기서, $\Re$ 는 실수부 값을 선택하는 연산이다. 즉, $\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\}$ 는 상기 뺄셈 연산에 따른 실수부이다.

상기 오차 연산부(160)에서는 상기 선택된 상기 허수부를 상기 실수부로 나눈 값을 사용하여 상기 주파수 오차의 연산을 수행한다. 주파수 오차의 추정 값은 아래의 수학식 11을 참조한다.

수학식 11

$$\hat{\gamma} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\Im\{\Lambda_{l,0} + \Lambda_{l,1}\}}{\Re\{\Lambda_{l+1,0} - \Lambda_{l+1,1}\}}$$

여기서, $\rho = 2\pi N_e / N$ 임은 앞서 설명한 바 있다.

이하에서는, 이러한 본 발명의 실시예에 따른 방식과 종래 발명에 따른 방식에 대한 비교 결과를 알아본다.

종래의 주파수 오차 추정 방식은 상기 수학적 식 3과 4를 이용하여 다음의 수학적 식 12로 나타낼 수 있다. 종래에는 본 발명과 같은 3개의 심볼이 아닌 1과 1+1 번째에 해당되는 2개의 심볼을 전송하는 방식이다.

수학적 식 12

$$\hat{\gamma} = \frac{\arg\{\Lambda_{l,0}\} + \arg\{\Lambda_{l,1}\}}{2\rho}$$

여기서, $\arg\{x\}$ 는 x 의 위상값을 나타낸다.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 주파수 오차 추정 방식과 종래 기술에 따른 주파수 오차 추정 방식의 평균 추정 성능을 주파수 오차의 크기에 따른 컴퓨터 시뮬레이션 결과로 나타낸 것이다. 이때, 신호대 잡음비 SNR=10dB, 샘플링 주파수 동기 오차 정도 $\zeta = 100 \text{ ppm}$, 이득 불균형 값 $\varepsilon = 0.3$, 위상 불균형 값 $\Delta\phi = 30$ 이라 가정한다.

도 5에서 가로축은 정규화된 주파수 동기 오차 값(Normalized Frequency Offset), 세로 축은 RFO(잔여 주파수 오차)에 대한 추정 평균 오차 값(Average of FRO Estimate)을 나타낸다. 이를 참조하면, 종래 기술에 따른 추정 방식(Conventional)의 성능은 주파수 동기 오차 값이 커질수록 이상적인 경우(Ideal)와 큰 차이를 보인다. 반면, 본 발명에 따른 추정 방식의(Proposed) 성능은 이상적인 경우와 거의 동일한 성능을 보여줌을 확인할 수 있다. 즉, 본 발명의 경우 그래프의 기울기 1에 대응되는 100% 추정에 가까운 성능을 나타낸다.

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 주파수 오차 추정 방식과 종래 기술에 따른 주파수 오차 추정 방식의 평균 제곱 오차(MSE, Mean Square Error) 성능을 SNR과 이득 및 위상 불균형의 값에 따른 컴퓨터 시뮬레이션 결과로 나타낸 것이다. 이는 샘플링 주파수 동기 오차 정도를 $\zeta = 50 \text{ ppm}$ 인 경우이다. 도 6의 세로축 MSE는 실제의 에러 값과 추정된 에러 값의 차의 제곱에 비례한다.

이러한 도 6은 직교 위상 불균형 정도에 따른 종래 기술과 본 발명의 결과로서, 본 발명의 실시예에 따른 주파수 오차 추정 방법은 직교 위상 불균형 성분의 값과 상관없이 항상 일정한 성능을 나타내는 것이 확인된다. 이에 비해, 종래 기술의 경우 SNR이 증가할수록 직교 위상 불균형 성분 값에 따라 성능의 차이가 크게 벌어지는 것이 확인된다.

도 7은 본 발명의 실시예에 따른 주파수 오차 추정 방법과 종래 기술에 따른 주파수 오차 추정 방법의 MSE 성능을 보여주는 다른 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 이때, SNR=30dB, 미세 주파수 동기 오차 값은 $\gamma = 0.01$ 인 경우이다.

도 7에서 가로축은 정규화된 SFO(샘플링 주파수 오차) 값이고, 세로축은 RFO의 MSE를 나타낸다. 종래의 경우에는 직교 위상 성분의 크기에 따라 MSE 성능의 편차가 크게 나타나는 것이 확인이 된다.

이에 반해, 본 발명의 경우는 직교 위상 성분이 존재하더라도 MSE 성능의 변화가 없을 뿐만 아니라, 직교 위상 불균형 성분이 없는 경우(Gain=0, Phase=0)에도 샘플링 주파수 동기 오차 증가 시 종래의 방식보다 향상된 MSE 성능을 나타냄을 확인할 수 있다.

요약하면, 본 발명에 따른 주파수 오차 추정 방법은 직교 위상 불균형이 발생한 OFDM 시스템의 미세 주파수 오차 추정 방법에 있어서 직교 위상 불균형 성분에 의한 영향을 수학적으로 파악하여, 직교 위상 불균형 성분의 발생과는 독립적으로 미세 주파수 오차를 추정할 수 있는 이점이 있다.

[0075] 이상과 같은 OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 방법은 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체에 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드로서 구현하는 것이 가능하다. 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체는 컴퓨터 시스템에 의하여 읽혀질 수 있는 매체로서 데이터가 저장되는 모든 종류의 기록장치를 포함한다.

[0076] 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체의 예로는 ROM, RAM, CO-ROM, 자기 테이프, 플로피디스크, 광데이터 저장장치 등이 있으며, 또한 캐리어 웨이브(예를 들어 인터넷을 통한 전송)의 형태로 구현되는 것도 포함한다. 또한 컴퓨터가 읽을 수 있는 기록매체는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템에 분산되어 분산방식으로 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드가 저장되고 실행될 수 있다. 또한, 본 발명의 방법이 실현하는 기능적인 프로그램들, 코드들 및 코드 세그먼트(segment)들은 본 발명이 속하는 기술 분야의 프로그래머들에 의해 쉽게 추론될 수 있음은 자명하다.

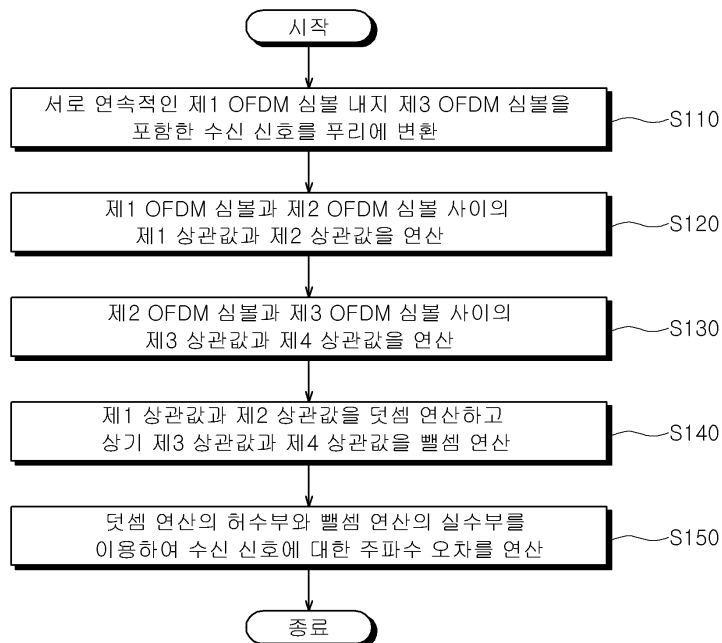
[0077] 본 발명은 도면에 도시된 실시예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 다른 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의하여 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

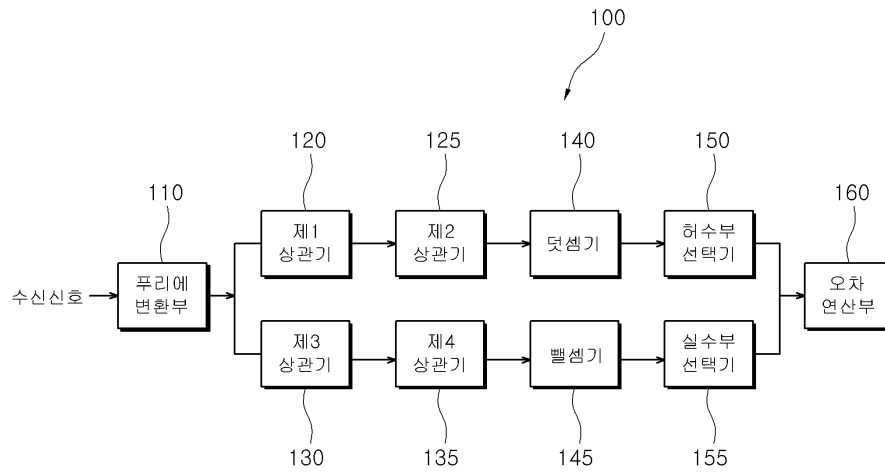
[0078] 100: OFDM 시스템에서의 주파수 오차 추정 장치
 110: 푸리에 변환부
 120: 제1 상관기
 125: 제2 상관기
 130: 제3 상관기
 135: 제4 상관기
 140: 덧셈기
 145: 뺄셈기
 150: 허수부 선택기
 155: 실수부 선택기
 160: 오차 연산부

도면

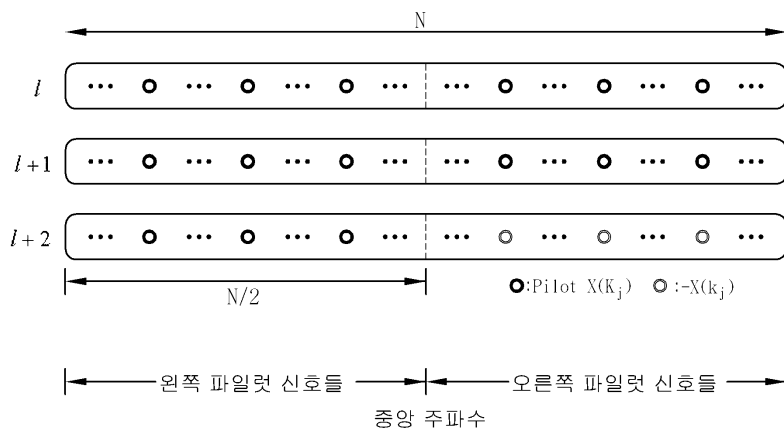
도면1



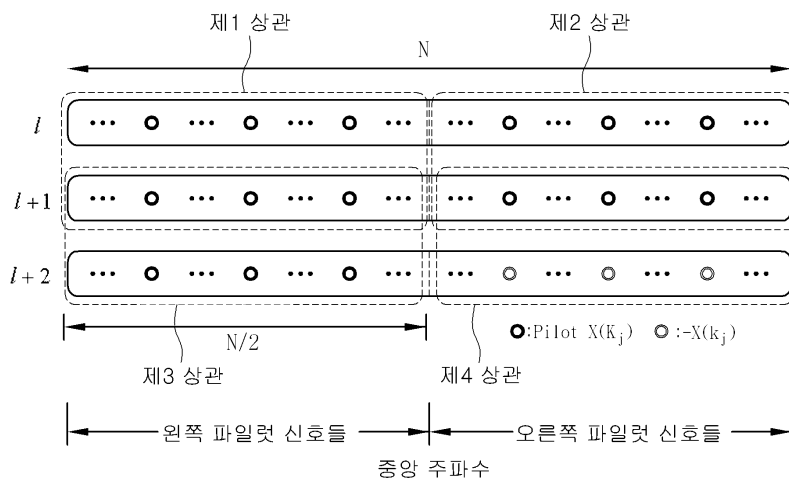
도면2



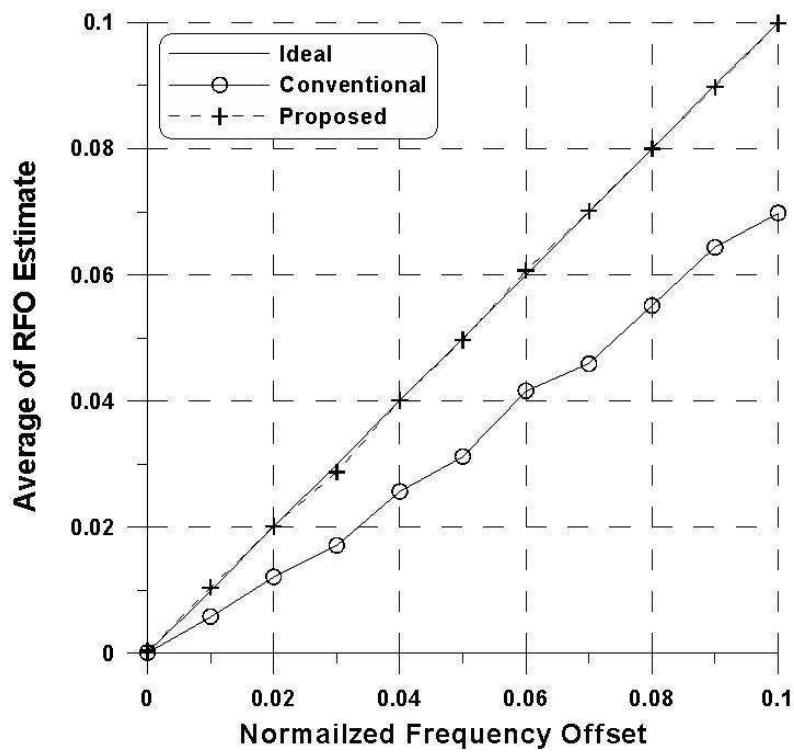
도면3



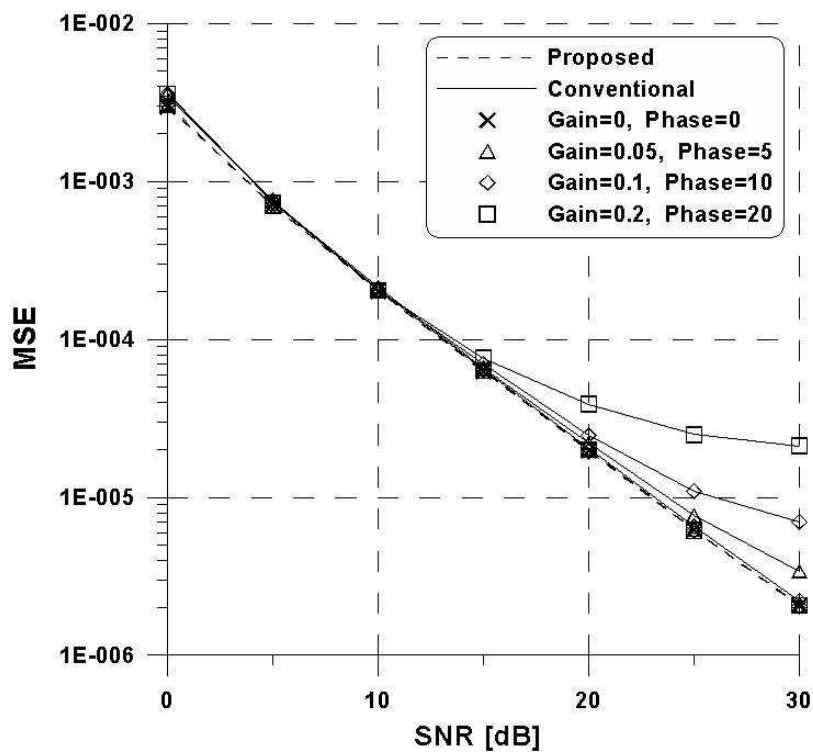
도면4



도면5



도면6



도면7

