(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。Int. Cl.7
H04J 11/00

(11) 공개번호 10-2004-0044267
(43) 공개일자 2004년05월28일

(21) 출원번호 10-2002-0072534
(22) 출원일자 2002년11월20일

(71) 출원인
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 매탄동 416

학교법인연세대학교
서울 서대문구 신촌동 134번지

(72) 발명자
유화선
서울특별시노원구상계6동317-1306

홍대식
서울특별시강남구대치동선경아파트5동702호

박명희
인천광역시부평구갈산동170-12

김영수
경기도성남시분당구미금동까치마을1단지대우아파트109동2401호

정병장
경기도수원시팔달구망포동벽산아파트115동1104호

(74) 대리인
이영필
이해영

심사청구 : 없음

(54) 직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서 측부엽억제신호 발생장치 및 이를 채용하는 상향링크 통신장치

요약

직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서 측부엽 억제신호 발생장치 및 이를 채용하는 상향링크 통신장치가 개시된다. 상향링크 통신장치는 직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서, 송신단이 직렬로 입력되는 데이타 스트림을 QPSK 또는 QAM신호로 매핑하는 신호 매핑부; 상기 신호 매핑부로부터 공급되는 QPSK 또는 QAM 신호로 매핑된 직렬 데이타 스트림을 병렬 데이타로 변환하는 직/병렬 변환부; 사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치 벡터의 내적으로 얻어지는 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성하여 보호대역의 부반송파에 할당하는 측부엽 억제신호 발생부; 소정 부대역의 각 부반송파에 할당된 사용자 송신신호와 상기 보호대역의 부대역에 할당되는 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 역고속퓨리에변환하는 IFFT부; 및 상기 IFFT부터 공급되는 역고속 퓨리에변환된 데이타에 보호대역을 삽입한 후 직렬 데이터로 변환하여 최종 OFDM 변조된 데이타를 출력하는 보호대역 삽입 및 병/직렬변환기를 포함한다.

대표도

도 3

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명이 적용되는 OFDMA 방식의 송신단의 구성을 보여주는 블럭도,

도 2는 본 발명이 적용되는 OFDMA 방식의 수신단의 구성을 보여주는 블럭도,

도 3은 본 발명에 따른 OFDMA 방식 상향링크 통신장치의 송신단의 구성을 보여주는 블럭도,

도 4는 도 3에 있어서 측부엽 억제신호 발생부의 구성을 보여주는 블럭도,

도 5는 보호대역 내에 측부엽 억제신호가 포함된 주파수 할당구조를 보여주는 도면,

도 6은 백색잡음채널에서 본 발명에 의한 측부엽 억제기(ESC)를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우에 대하여 각 부반송파에 대한 평균 신호 대 간섭비를 비교한 그래프,

도 7은 백색잡음채널에서 본 발명에 의한 측부엽 억제기(ESC)를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우에 대하여 신호 대 잡음비에 따른 평균 비트오율을 비교한 그래프,

도 8은 레일레이 페이딩채널에서 본 발명에 의한 측부엽 억제기(ESC)를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우에 대하여 각 부반송파에 대한 평균 신호 대 간섭비를 비교한 그래프, 및

도 9는 레일레이 페이딩채널에서 본 발명에 의한 측부엽 억제기(ESC)를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우에 대하여 신호 대 잡음비에 따른 평균 비트오율을 비교한 그래프이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교 주파수 분할 다중 접속(Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access,이하 OFDMA라 약함) 방식 시스템에 관한 것으로서, 특히 상향 링크에 있어서 추가적인 대역폭 손실을 유발시키는 일이 없이 사용자간 간섭을 완화시키기 위한 측부엽 억제신호 생성장치 및 이를 채용한 상향링크 통신장치에 관한 것이다.

일반적으로 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,이하 OFDM이라 약함) 방식은 주파수 선택성 페이딩 채널(frequency selective fading channel)에 강인한 주파수 효율적인 변조방식으로서, 최근 차세대 이동통신을 위한 후보기술로서 적극 검토, 연구되고 있다. OFDM 방식은 고속의 직렬신호를 저속의 여러 병렬신호로 분리한 후 이를 각각의 직교 부반송파(subcarrier)로 변조하여 송/수신하는 방식이다. 따라서, 좁은 대역으로 나뉘어진 직교 부반송파는 플랫 페이딩(flat fading)을 경험하게 되어 주파수 선택적 페이딩 채널에 우수한 특성을 갖게 된다. 또한, 송신단에서 보호대역(guard interval) 삽입 등과 같은 간단한 방법을 사용하여 부반송파간의 직교성을 보존함으로써 수신단에서 복잡한 등화기나 DS-CDMA(Direct Sequence-Code Division Multiplexing Access) 방식에서의 레이크 수신기 등이 필요없게 된다. OFDM 방식은 이러한 우수한 특성으로 인하여 디지털방송, IEEE 802.11a 이나 HIPERLAN 과 같은 무선 랜, IEEE 802.16 과 같은 고정 광대역 무선접속(fixed broadband wireless access) 등에서 표준변조방식으로 채택되어 있으며, UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)에서도 변복조/다중접속방식을 결정하기 위한 단계에서 OFDMA 방식이 후보기술 중 하나로 검토된 바 있다.

초고속 멀티미디어 서비스 등 사용자 요구가 급속히 증대되는 차세대 이동통신을 달성하기 위한 후보기술로서 OFDM 을 근간으로 하는 여러 다중접속방식들이 활발히 연구되고 있다. 이 중 OFDMA 방식은 OFDM 을 바탕으로 하여 각 사용자별 데이터가 전체 직교 부반송파들 중에서 일부 서브세트로 구성된다. 즉, 전체 부반송파들 중의 M개의 인접한 부반송파들을 묶어서 하나의 부대역으로 정의하고, 이 부대역이 서로 다른 사용자에게 할당된다. 이와 같은 OFDMA 방식을 채용하는 통신시스템에서는 사용자의 단말기 즉, 이동국으로부터 기지국으로 전송된 신호는 서로 독립적인 주파수 오차를 경험하게 된다. 따라서 수신단 즉, 기지국에서 각 사용자의 주파수 오차에 맞추어 정확히 추정 및

보상하더라도 사용자간 간섭을 유발시키게 된다. 이와 같이 특히, 상향링크의 경우 각 사용자에 의한 주파수 오차가 인접 사용자의 부대역에 간섭을 일으키는 것을 방지하기 위해서 보호대역을 사용한다. 보호대역은 서로 인접한 부대역 사이에서 M_G 개의 부반송파를 변조하지 않음으로써 인접한 부반송파에 의한 간섭을 줄여주는 역할을 한다.

그런데, 이와 같은 보호대역을 많이 할당하게 되면 사용자별 주파수 오차에 의한 신호 대 간섭비는 향상되지만 대역폭 손실이 커지게 된다. 또한, 직교 다중 반송파 시스템의 장점을 살리기 위하여 m-비트 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)과 같은 높은 대역폭 효율의 변조방식을 사용할 경우 높은 신호 대 잡음비를 요구하기 때문에 보호대역에 의한 간섭완화방식은 한계를 가진다. 예를 들면, 기존의 제안된 OFDMA 방식들, 즉 Concept group Beta의 'OFDMA Evaluation Report - The multiple access proposal for the UMTS Terrestrial Radio Air Interface (UTRA)' (Tdoc/SMG 896/97, ETSI SMG Meeting No. 24, Madrid, Spain, Dec. 1997), J. van de Beek, P. O. Borjesson, et al.의 'A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM' (IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, pp. 1900-1914, Nov. 1999), 및 H. Alikhani, R. Bohnke와 M. Suzuki의 'BDMA Band Division Multiple Access - A New Air-Interface for 3rd Generation mobile System in Europe' (*Proc. ACTS Summit,* Aalborg, Denmark, Oct. 1997, pp. 482-488)에서는 DQPSK(Differentially Quadrature Phase Shift Key)와 8 DPSK 변조방식을 사용하였으며, 22 내지 25 개의 부반송파로 이루어진 부대역과 2 내지 3개의 부반송파로 이루어진 보호대역을 사용함으로써, 최소 7.4 % 내지 최대 12 % 의 대역폭 손실을 초래하며, 더 높은 대역폭 효율의 변조방식을 사용할 경우 추가적인 대역폭 손실에 의한 전송 용량 감소가 발생하게 된다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는, 직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서 보호대역에 속하는 부반송파 중에서 전송하는 부대역에 가장 가까운 한개씩의 부반송파에 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 전송함으로써 사용자간 간섭을 최소화할 수 있는 상향링크 통신방법 및 장치를 제공하는데 있다.

본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 송신단의 사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치벡터의 내적으로 이루어지는 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 발생시키기 위한 방법 및 장치를 제공하는데 있다.

상기 과제를 이루기 위해 본 발명에 따른 직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 상향링크 통신방법은 (a) 상향링크의 송신단에서 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성하는 단계; 및 (b) 상기 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 각 사용자에게 할당된 부대역 중 보호대역에 포함시켜 사용자의 송신신호와 함께 역고속퓨리에변환하는 단계를 포함한다.

여기서, 상부 및 하부 측부엽 억제신호는 상기 보호대역에 속하는 복수개의 부반송파 중 전송하는 부대역에 가장 가까운 부반송파에 전송하는 것이 바람직하며, 상부 및 하부 측부엽 억제신호는 송신단의 사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치벡터의 내적으로 얻어지는 것이 바람직하다.

상기 과제를 이루기 위해 본 발명에 따른 직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 상향링크 통신장치는 송신단이 직렬로 입력되는 데이타 스트림을 QPSK 또는 QAM신호로 매핑하는 신호 매핑부; 상기 신호 매핑부로부터 공급되는 QPSK 또는 QAM 신호로 매핑된 직렬 데이타 스트림을 병렬 데이타로 변환하는 직/병렬 변환부; 사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치벡터의 내적으로 얻어지는 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성하여 보호대역의 부반송파에 할당하는 측부엽 억제신호 발생부; 소정 부대역의 각 부반송파에 할당된 사용자 송신신호와 상기 보호대역의 부대역에 할당되는 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 역고속퓨리에변환하는 IFFT부; 및 상기 IFFT부터 공급되는 역고속 퓨리에변환된 데이타에 보호대역을 삽입한 후 직렬 데이터로 변환하여 최종 OFDM 변조된 데이타를 출력하는 보호대역 삽입 및 병/직렬변환기를 포함한다.

상기 다른 과제를 이루기 위해 본 발명에 따른 측부엽 억제신호 발생방법은 직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서, (a) 사용자 송신신호벡터들을 입력하는 단계; (b) 다음 수학식

$$w_u = \frac{(A_0 + A_{M+1})A^b - 2A_{0,M+1}A^f}{(A_0 + A_{M+1})^2 - 4A^2_{0,M+1}}$$

$$w_l = \frac{(A_0 + A_{M+1})A^f - 2A_{0,M+1}A^b}{(A_0 + A_{M+1})^2 - 4A^2_{0,M+1}}$$

여기서,

$$A_{p,q} = (-1)^{p-q}\int_{M_G+1-\max(\Delta\varepsilon)}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha)\,\mathrm{sinc}(\alpha+p)\,\mathrm{sinc}(\alpha+q)\,d\alpha$$

$$A_{p} = \int_{M_G+1-\max(\Delta\varepsilon)}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha)\,\mathrm{sinc}^2(\alpha+p)\,d\alpha$$

$$P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha) = \sum_{m=M_G+1}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}(m+\Delta\varepsilon)$$

이고,

$$\mathbf{A}^f = \begin{bmatrix} A_{0,1} + A_{1,M+1} \\ A_{0,2} + A_{2,M+1} \\ \vdots \\ A_{0,M} + A_{M,M+1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}^b = \begin{bmatrix} A_{0,M} + A_{M,M+1} \\ A_{0,M-1} + A_{M-1,M+1} \\ \vdots \\ A_{0,1} + A_{1,M+1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X}_j = \begin{bmatrix} X_j(K_j) \\ X_j(K_j+1) \\ \vdots \\ X_j(K_j+M-1) \end{bmatrix}$$

을 수행하여 가중치벡터들(w_u , w_l)을 생성하는 단계; 및 (c) 상기 사용자 송신신호벡터들과 상기 상부 측부엽용 가중치벡터 및 하부 측부엽용 가중치벡터들을 내적하여 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성하는 단계를 포함한다.

상기 다른 과제를 이루기 위해 본 발명에 따른 측부엽 억제신호 발생장치는 직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서, 상부 측부엽용 가중치벡터 또는 하부 측부엽용 가중치벡터 중 하나가 저장되며, 측부엽 선택신호에 따라 소정의 순서로 독출하는 저장부; 및 사용자 송신신호벡터들과 상기 저장부로부터 공급되는 상부 측부엽용 가중치벡터 또는 하부 측부엽용 가중치벡터들을 내적하여 상부 또는 하부 측부엽 억제신호를 발생시키는 행렬연산부를 포함한다.

발명의 구성 및 작용

이하, 본 발명의 바람직한 일실시예에 대하여 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하기로 한다.

본 발명에서는 첫째, OFDMA 방식의 상향 링크에서 각 사용자들의 주파수 오차를 일으키는 요인 즉, 발진기의 오차 및 사용자 단말기의 이동성에 따른 도플러 천이 현상 등에 대한 통계적 특성을 미리 예측 가능하고, 둘째, 각 사용자들의 주파수 오차는 통계 특성상 서로 독립적이라는 두 가지 전제조건을 필요로 한다.

먼저, 도 1 및 도 2를 참조하여 본 발명이 적용되는 OFDMA 방식 시스템의 송신단 및 수신단을 살펴보기로 한다. 도 1 및 도 2에 있어서, IFFT및 FFT는 각각 역고속퓨리에변환 및 고속퓨리에변환, CP 및 CP(X)는 보호대역 삽입 및 제거, P/S 와 S/P는 각각 직/병렬 변환 및 병/직렬 변환을 의미한다.

OFDMA 방식에서는 IFFT 부의 N 개의 부반송파 중에서 인접한 M 개의 부반송파(부채널)를 묶어서 단일 사용자에게 할당한다. N_J 명의 사용자가 동시에 기지국과 통신할 수 있는 OFDM 사용자 환경을 고려하면 상향링크의 송신단으로부터 발생되는 j번째 사용자의 송신신호($x_j(n)$)는 다음 수학식 1과 같이 표현할 수 있다.

수학식 1

$$x_j(n) = \frac{1}{N} \sum_{k \in B_j} X_j(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad -G \le n \le N-1$$

여기서, N은 IFFT부의 부반송파 갯수 즉, IFFT 의 크기, G는 보호대역의 길이를 각각 나타낸다. 즉, 수학식 1에서 $x_j(n)$은 IFFT 수행 후 보호대역이 삽입된 j 번째 사용자의 송신신호를 나타내고, $X_j(k)$ 는 j 번째 사용자의 주파수축 신호이다. 또한, OFDMA 방식이므로 각 사용자의 부반송파는 상호 중첩되지 않아야 하므로 상기 수학식 1에서 j 번째 사용자의 부반송파 집합(B_j)는 다음 수학식 2를 만족하여야 한다.

수학식 2

$$B_j = \{k \mid K_j \le k \le K_j + M - 1\}$$

여기서, K_j 는 각 사용자의 부반송파 집합 중 첫째 부반송파의 위치, M은 각 사용자에게 할당된 부반송파의 갯수를 각각 나타낸다.

상기 수학식 1과 같이 변조된 사용자의 송신신호($x_j(n)$)는 독립적인 채널과 주파수 오차를 포함하여 전송되며 상향링크에서 수신단 즉, 기지국에서는 총 N_J 명의 사용자 송신신호가 중첩되어 수신되므로, 기지국의 입력신호($r(n)$)은 다음 수학식 3과 같이 표현할 수 있다.

수학식 3

$$r(n) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N_J} e^{j2\pi\varepsilon_j n/N} \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_j(m-n) x_j(n) + w(n)$$

여기서, ε_j 는 j 번째 사용자의 주파수 오차, $h_j(n)$은 j번째 사용자와 기지국 사이의 채널응답함수, $w(n)$은 부가백색잡음을 각각 나타낸다.

상기 수학식 3에 있어서 j번째 사용자의 주파수 오차(ε_j)에 대해 기지국에 의해서 완벽하게 추정되고, 사용자별로 독립적으로 보상된다고 가정한다면 j' 번째 사용자의 복원신호($Y_{j'}(l)$)는 다음 수학식 4와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 4

$$Y_{j'}(l) = \sum_{k \in B_{j'}} H_{j'}(k) X_{j'}(k) \delta(k-1) + \sum_{j=1, j \ne j'}^{N_J} H_j(l) \sum_{k \in B_{j'}} I_j(k) + W(l)$$

상기 수학식 4에서 첫번째 항은 원하는 j'번째 사용자 신호와 해당하는 채널응답함수의 적을 나타내고, 두번째 항은 다중접속 간섭의 합을 나타낸다. 여기서, j번째 사용자에 의한 다중접속 간섭($I_j(l)$)은 다음 수학식 5와 같이 나타낼 수 있 다.

수학식 5

$$I_j(l) = \sum_{k \in B_j} X_j(k) \cdot e^{j\pi(k-l+\Delta\varepsilon_j)} \mathrm{sinc}(k-l+\Delta\varepsilon_j)$$

여기서, $\Delta\varepsilon_j$ 는 $\varepsilon_j - \varepsilon_{j'}$ 로 정의되며, 복원하려는 j'번째 사용자와 j(j≠j') 번째 사용자와의 주파수 오차의 차이를 의미한다. 따라서, 각 사용자의 주파수 오차(ε)를 가지고 수신되는 신호를 수신단 즉, 기지국에 인가하였을 경우 상기 수학식 5와 같은 간섭이 발생하게 되는 것이다.

도 3은 본 발명에 따른 측부엽 억제신호 발생장치를 포함하는 상향링크 송신단의 구성을 보여주는 블럭도로서, 신호 매핑부(31), 직/병렬 변환부(32), 부대역 선택부(33), 측부엽 억제신호 발생부(34), '0' 삽입부(35), IFFT부(36), 및 보호대역 삽입 및 병/직렬 변환부(37)로 이루어진다.

도 3을 참조하면, 신호 매핑부(31)는 직렬로 입력되는 데이타 스트림을 QPSK(Quardrature-Phase Shift Keying) 혹은 QAM(Quardrature Amplitude Modulation) 신호로 매핑하여 출력노드에 접속된 직/병렬 변환기(32)로 공급한다. 직/병렬 변환기(32)는 QPSK 혹은 QAM 신호로 매핑된 직렬 데이타 스트림을 병렬 데이타로 변환한다. 부대역 선택부(33)에서는 상기 직/병렬 변환기(32)로부터 제공되는 신호를 할당하기 위한 M 개의 부반송파로 이루어지는 임의의 부대역을 선택한다. 측부엽 억제신호 발생부(34)는 보호대역에 속하는 복수개의 부반송파 중 전송 하는 부대역에 가장 가까운 부반송파에 할당되며, 송신단의 사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치벡터의 내적으로 얻어지는 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성한다. '0' 삽입부(35)는 부대역 선택부(33)에서 선택된 부대역 이외의 대역에 '0''을 삽입한다. IFFT부(35)는 선택된 부대역 및 측부엽 억제신호가 할당된 부반송파를 포함하는 신호를 역고속퓨리에변환하여 보호대역 삽입 및 병/직렬변환기(36)로 공급한다. 보호대역 삽입 및 병/직렬변환기(36)는 역고속 퓨리에변환된 데이타에 보호대역을 삽입한 후 직렬 데이터로 변환하여 최종 OFDM 변조된 데이타를 출력한다.

도 4는 본 발명에 따른 측부엽 억제신호 발생장치의 구성을 보여주는 블럭도로서, 저장부(41)와 행렬 연산부(43)로 이루어진다.

도 4를 참조하면, 저장부(41)는 하나의 부대역을 구성하는 부반송파의 갯수가 M개인 경우, M×1의 사이즈를 갖는 룩업테이블로 이루어지며, 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 구성하는 변수 중 하나인 상부 측부엽용 가중치벡터(w_u) 또는 하부 측부엽용 가중치벡터(w_l)이 저장된다. 상부 측부엽용 가중치벡터(w_u)와 하부 측부엽용 가중치벡터(w_l)는 서로 역순인 벡터들로 이루어지기 때문에 두 가중치벡터 중 하나만 룩업테이블로 구성하고, 측부엽 선택신호에 따라 해당하는 순서로 독출하여 행렬연산부(43)로 공급한다. 이들 가중치 벡터들은 사용자 주파수 오차의 통계적 특성과 부대역을 구성하는 부반송파의 갯수에 관한 함수로 이루어지기 때문에 미리 참조테이블의 형식으로 만들어질 수 있어 송신단의 복잡도가 거의 증가하 지 않게 된다.

행렬연산부(43)는 직/병렬 변환부(32)로부터 공급되는 사용자 송신신호벡터(X_j)들과 저장부(41)로부터 공급되는 상부 측부엽용 가중치벡터(w_u) 또는 하부 측부엽용 가중치벡터(w_l)들을 내적하여 상부 또는 하부 측부엽 억제신호(g^l, g^u)를 발생시킨다. 즉, 행렬연산부(43)에서는 부대역을 구성하는 부반송파의 갯수 만큼 즉, M 번의 승산 및 가산 연산이 행해짐으로써 상부 또는 하부 측부엽 억제신호(g^l, g^u)를 발생시킨다.

그러면, 도 3 및 도 4를 참조하여 본 발명의 동작을 보다 상세히 설명하면 다음과 같다.

본 발명에서는 상기 수학식 5와 같은 간섭을 완화시키기 위하여, 인접한 사용자의 부대역 사이에 위치하며 정보가 전송되지 않는 소정 갯수의 부반송파가 배치되는 보호대역에 속하는 부반송파 중에서 전송하는 부대역에 가장 가까운 한개씩의 부반송파에 사용자간 간섭을 최소화할 수 있는 측부엽 억제신호를 생성하여 전송한다.

j 번째 사용자의 M개의 부반송파 중에서 상하 양 끝단에 해당하는 (K_j - 1)번째 부반송파와 (K_j + M)번째 부반송파인 $X_j(K_j - 1)$과 $X_j(K_j + M)$에 대하여 그 삽입되는 위치에 따라 상부 및 하부 측부엽 억제신호(g^l, g^u)

를 다름 수학식 6과 같이 정의한다.

수학식 6

$$g^{l} = X_{j}(K_{j}-1)$$

$$g^{u} = X_{j}(K_{j}+M)$$

즉, 상기 상부 및 하부 측부엽 억제신호(g^{l}, g^{u})가 포함된 두개의 부반송파는 송신 심볼의 측부엽을 억제하여 간섭을 방지할 수 있다.

다음, 상부 및 하부 측부엽 억제신호(g^{l}, g^{u})를 생성하는 방법에 대하여 설명하기로 한다.

상부 및 하부 측부엽 억제신호(g^{l}, g^{u})를 보호대역의 두개의 부반송파에 포함시켜 전송하는 경우, j번째 사용자에 의한 간섭신호($I_{j}^{ESC}(l)$)는 다음 수학식 7과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 7

$$\begin{aligned} I_{j}^{ESC}(l) = I_{j}(l) &+ g^{u} e^{j\pi(K_{j}+M-l+\Delta\varepsilon_{j})} \operatorname{sinc}(K_{j}+M-l+\Delta\varepsilon_{j}) \\ &+ g^{l} e^{j\pi(K_{j}-1-l+\Delta\varepsilon_{j})} \operatorname{sinc}(K_{j}-1-l+\Delta\varepsilon_{j}) \end{aligned}$$

한편, 이와 같은 간섭신호의 기대치는 다음 수학식 8과 같은 비용함수(J)에 의해 정량적으로 표현될 수 있다.

수학식 8

$$\begin{aligned} J &= E\left\{ \sum_{j'=1,\, j'\neq j}^{N_J} \sum_{l\in B_{j'}} \left| I_{j}^{ESS}(l) \right|^{2} \right\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{j'=1,\, j'\neq j}^{N_J} \sum_{l\in B_{j'}} \left| I_{j}^{ESS}(l) \right|^{2} P_{\Delta\varepsilon_{j}}(\Delta\varepsilon_{j})\, d\Delta\varepsilon_{j} \end{aligned}$$

여기서, $P_{\Delta\varepsilon_{j}}$ 는 주파수 오차의 차이($\Delta\varepsilon_{j}$)의 확률밀도 함수를 나타낸다. 주파수 오차는 발진기의 불일치와 도플러 쉬프트에 의해 발생되고, 이러한 발진기의 불일치와 도플러 쉬프트는 각각 독립적인 랜덤 변수들로 모델링될 수 있다. 이들 랜덤 변수들은 발진기와 도플러 스펙트럼의 전력스펙트럼밀도 함수에 비례하는 확률밀도 함수를 갖는다.

상기 비용함수(J)는 다음 수학식 9에서와 같이 편미분을 취하여 0'으로 둠으로써 최소화될 수 있다.

수학식 9

$$\frac{\partial J}{\partial g^{u}} = \frac{\partial J}{\partial g^{l}} = 0$$

한편, 상기 수학식 9에 의해 만들어지는 연립방정식으로부터 다음 수학식 10 및 11과 같은 최적화된 상부 및 하부 측부엽 억제신호(g^l, g^u)가 얻어진다.

수학식 10

$$g^u = X_j^T \frac{(A_0 + A_{M+1})A^b - 2A_{0,M+1}A^f}{(A_0 + A_{M+1})^2 - 4A^2_{0,M+1}} = w_u X_j$$

수학식 11

$$g^l = X_j^T \frac{(A_0 + A_{M+1})A^f - 2A_{0,M+1}A^b}{(A_0 + A_{M+1})^2 - 4A^2_{0,M+1}} = w_l X_j$$

즉, 상부 및 하부 측부엽 억제신호(g^l, g^u)는 각각 송신단의 사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치벡터(w_u , w_l)의 내적으로 얻어진다.

상기 수학식 10 및 11에 사용되는 각 변수들은 다음 수학식 12 내지 14와 가이 정의되어진다.

수학식 12

$$A_{p,q} = (-1)^{p-q} \int_{M_G+1-\max(\Delta\varepsilon)}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha)\operatorname{sinc}(\alpha+p)\operatorname{sinc}(\alpha+q)d\alpha$$

수학식 13

$$A_p = \int_{M_G+1-\max(\Delta\varepsilon)}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha)\operatorname{sinc}^2(\alpha+p)d\alpha$$

수학식 14

$$P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha) = \sum_{m=M_G+1}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}(m+\Delta\varepsilon)$$

상기 수학식 12 내지 14에 있어서, $M_G + 1$ 은 서로 다른 부대역에 속하는 두개의 부반송파 사이의 최소거리를 나타낸다.

한편, 상기 수학식 10 및 11에서 사용된 벡터들($\boldsymbol{A}^f$, $\boldsymbol{A}^b$, $\boldsymbol{X}_j$)은 다음 수학식 15 내지 17과 같이 정의되어진다.

수학식 15

$$\boldsymbol{A}^f = \begin{bmatrix} A_{0,1} + A_{1,M+1} \\ A_{0,2} + A_{2,M+1} \\ \vdots \\ A_{0,M} + A_{M,M+1} \end{bmatrix}$$

수학식 16

$$\boldsymbol{A}^b = \begin{bmatrix} A_{0,M} + A_{M,M+1} \\ A_{0,M-1} + A_{M-1,M+1} \\ \vdots \\ A_{0,1} + A_{1,M+1} \end{bmatrix}$$

수학식 17

$$\boldsymbol{X}_j = \begin{bmatrix} X_j(K_j) \\ X_j(K_j+1) \\ \vdots \\ X_j(K_j+M-1) \end{bmatrix}$$

한편, 상부/하부 측부엽 억제신호($\boldsymbol{g}^l$, $\boldsymbol{g}^u$)를 생성하기 위하여 사용된 $A_{p,q}$ 와 A_p 등의 계수들은 신호 정보($X_j(k)$)를 포함하지 않으므로 시스템에 사용된 발진 기의 특성함수나 도플러 스펙트럼에 대한 특성을 통해서 미리 계산이 가능한 값이다. 따라서, 송신단에서는 이러한 연산과정을 수행할 필요가 없이 w_u 와 w_l 값을 미리 저장한 후, 송신 신호열($\boldsymbol{X}_j$)과 곱함으로써 상부/하부 측부엽 억제신호($\boldsymbol{g}^l$, $\boldsymbol{g}^u$)을 얻을 수 있다. 또한, w_u 와 w_l 값의 관계는 서로 역순인 벡터들이므로 M×1의 크기를 갖는 실수 검색 테이블만으로 구현가능하다.

도 5는 보호대역 내에 측부엽 억제신호가 포함된 주파수 할당구조를 보여주는 도면으로서, j-1 번째 사용자와 j 번째 사용자에게 각각 할당된 M개의 부반송파들(M_{j-1}, M_j) 사이의 보호대역에 포함되는 부반송파들(M_G) 중에서 전송되는 부대역에 가장 가까운 부반송파 즉, 보호대역의 양 끝 단에 위치한 부반송파에 j-1 번째 사용자 부대역의 상부 측부엽 억제신호($\boldsymbol{g}^u_{j-1}$) 및 j 번째 사용자 부대역의 하부 측부엽 억제신호($\boldsymbol{g}^l_j$)를 포함시킨다.

한편, 상술한 본 발명의 실시예들은 컴퓨터에서 실행될 수 있는 프로그램으로 작성가능하고, 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체를 이용하여 상기 프로그램을 동작시키는 범용 디지털 컴퓨터에서 구현될 수 있다. 상기 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체는 예컨데 롬, 플로피 디스크, 하드디스크 등과 같은 마그네틱 저장매체, 예컨데 씨디롬, 디브이디 등과 같은 광학적 판독매체, 및 예컨데 인터넷을 통한 전송과 같은 캐리어 웨이브와 같은 저장매체를 포함한다.

다음, 본 발명에 대한 성능평가 결과를 도 6 내지 도 9를 참조하여 설명하기 로 한다.

먼저, 하나의 OFDM 신호에 포함된 전체 부반송파가 1,024 개이고, 이 중 펄스성형을 위하여 256 개의 부반송파를 사용하고, 각 사용자에게 할당되는 부대역은 22 개의 부반송파로 이루어지며, 부대역간의 간섭을 완화해 주기 위한 보호대역으로 인접한 부대역마다 2개의 부반송파가 사용되는 것으로 가정한다. 따라서, 하나의 OFDM 신호 내에서 사용자에게 할당할 수 있는 부대역의 갯수는 32 개가 되며, 또한 32 개의 부대역 중에서 임의의 부대역을 서로 배타적으로 선택하는 것으로 가정한다.

도 6은 백색잡음채널에서 각각 8명의 사용자와 32명의 사용자에 대하여 본 발명에 의한 측부엽 억제기(ESC)를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우에 대하여 하나의 부대역에 포함된 22 개의 부반송파(k)에 대한 평균 신호 대 간섭비(SIR; Signal to Interference Ratio)를 비교한 그래프이다. 이때, 완전한 전력제어가 이루어져서 송신단 즉, 각 사용자 단말기로부터의 송신신호가 동일한 크기를 가지고 수신단 즉, 기지국에 도달한 것으로 가정한다. 점선은 보호대역만으로 간섭을 완화시킨 경우이며, 실선은 모든 송신단에서 보호대역에 측부엽 억제신호를 포함시켜 전송한 경우를 각각 나타낸다. 측부엽 억제신호를 포함시켜 전송된 경우, 거의 모든 부반송파에 대하여 평균 SIR 이 약 10 dB 정도 개선되어짐을 알 수 있다.

도 7은 백색잡음채널에서 16 QAM 변조방식을 채택한 경우 채널부호화를 수행하지 않은 상태에서의 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 평균 비트오율(BER)을 나타낸 그래프이다. 일반적으로 사용자의 수가 많아지면 간섭량이 증가하기 때문에 매우 높은 신호 대 잡음비에서도 평균 비트오율은 낮아지는 않는 경향이 있다. 본 발명에 따른 측부엽 억제기는 이러한 한계점을 충분히 낮추어 주기 때문에 특히 사용자 8명인 경우에는 거의 간섭이 없는 상태인 단일 사용자 전송에서와 유사한 성능을 보여줌을 알 수 있다.

도 8은 레일레이 페이딩채널에서 각각 8명의 사용자와 32명의 사용자에 대하여 본 발명에 의한 측부엽 억제기(ESC)를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우에 대하여 하나의 부대역에 포함된 22 개의 부반송파(k)에 대한 평균 신호 대 간섭비(SIR)를 비교한 그래프이다. 이때 불완전한 전력제어가 이루어져 각 사용자 단말기로부터의 송신신호가 레일레이 분포의 포락선 크기를 가지고 수신단에 도달한 것으로 가정한다. 측부엽 억제신호를 포함시켜 전송된 경우, 도 6에 도시된 백색잡음채널에서와 마찬가지로 거의 모든 부반송파에 대하여 평균 SIR 이 약 10 dB 정도 개선되어짐을 알 수 있다.

도 9는 레일레이 페이딩채널에서 16 QAM 변조방식을 채택한 경우 채널부호화를 수행하지 않은 상태에서의 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 평균 비트오율(BER)을 나타낸 그래프이다. 이때, 도 8에서와 마찬가지로 각 사용자 단말기로부터의 송신신호가 레일레이 분포의 포락선 크기를 가지고 수신단에 도달한 것으로 가정한다. 이 경우에도 도 7에 도시된 백색잡음채널에서와 마찬가지로 특히 사용자 8명인 경우에는 거의 간섭이 없는 상태인 단일 사용자 전송에서와 유사한 성능을 보여줌을 알 수 있다.

발명의 효과

이상에서 설명한 바와 같이 본 발명에 따르면, OFDMA 방식의 상향링크 통신시스템에 있어서, 송신단에서 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성하여 각 사용자에게 할당된 부대역 중 보호대역에 포함시켜 사용자의 송신신호와 함께 역고속퓨리에변환하여 전송함으로써, 추가적인 대역폭 손실을 일으키지 않고서 사용자간 간섭을 최소화시킬 수 있고, 또한 기존의 윈도우를 이용하는 간섭 완화 알고리즘과 결합하여 사용할 수 있다.

또한, 상부 및 하부 측부엽 억제신호는 송신단의 사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치벡터의 내적으로 이루어지므로 사용자별로 할당되는 부대역의 크기 만큼의 실수 검색 테이블이 저장되는 메모리와 부대역 크기 만큼의 승산기 및 가산기를 이용하여 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성함으로써 시스템의 복잡도를 크게 증가시키지 않고서도 사용자간 간섭을 완화시킬 수 있는 이점이 있다.

본 발명에 대해 상기 실시예를 참고하여 설명하였으나, 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 발명에 속하는 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서 본 발명의 진정한 기술적 보호범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서,

(a) 상향링크의 송신단에서 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성하는 단계; 및

(b) 상기 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 각 사용자에게 할당된 부대역 중 보호대역에 포함시켜 사용자의 송신신호와 함께 역고속퓨리에변환하는 단계를 포함하는 상향링크 통신방법.

청구항 2.
제1 항에 있어서, 상기 상부 및 하부 측부엽 억제신호는 상기 보호대역에 속하는 복수개의 부반송파 중 전송하는 부대역에 가장 가까운 부반송파에 전송하는 것을 특징으로 하는 상향링크 통신방법.

청구항 3.
제1 항에 있어서, 상기 상부 및 하부 측부엽 억제신호는 송신단의 사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치벡터의 내적으로 얻어지는 것을 특징으로 하는 상향링크 통신방법.

청구항 4.
직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서,

(a) 사용자 송신신호벡터들을 입력하는 단계;

(b) 다음 수학식

$$w_u = \frac{(A_0 + A_{M+1})\mathbf{A}^b - 2A_{0,M+1}\mathbf{A}^f}{(A_0 + A_{M+1})^2 - 4A^2_{0,M+1}}$$

$$w_l = \frac{(A_0 + A_{M+1})\mathbf{A}^f - 2A_{0,M+1}\mathbf{A}^b}{(A_0 + A_{M+1})^2 - 4A^2_{0,M+1}}$$

여기서,

$$A_{p,q} = (-1)^{p-q}\int_{M_G+1-\max(\Delta\varepsilon)}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha)\,\mathrm{sinc}(\alpha+p)\,\mathrm{sinc}(\alpha+q)\,d\alpha$$

$$A_p = \int_{M_G+1-\max(\Delta\varepsilon)}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha)\,\mathrm{sinc}^2(\alpha+p)\,d\alpha$$

$$P_{\Delta\varepsilon}'(\alpha) = \sum_{m=M_G+1}^{\infty} P_{\Delta\varepsilon}(m+\Delta\varepsilon)$$

이고,

$$\mathbf{A}^f = \begin{bmatrix} A_{0,1} + A_{1,M+1} \\ A_{0,2} + A_{2,M+1} \\ \vdots \\ A_{0,M} + A_{M,M+1} \end{bmatrix}$$

$$A^{b} = \begin{bmatrix} A_{0,M} + A_{M,M+1} \\ A_{0,M-1} + A_{M-1,M+1} \\ \vdots \\ A_{0,1} + A_{1,M+1} \end{bmatrix}$$

$$X_{j} = \begin{bmatrix} X_j(K_j) \\ X_j(K_j+1) \\ \vdots \\ X_j(K_j+M-1) \end{bmatrix}$$

을 수행하여 가중치벡터들(w_u , w_l)을 생성하는 단계; 및

(c) 상기 사용자 송신신호벡터들과 상기 상부 측부엽용 가중치벡터 및 하부 측부엽용 가중치벡터들을 내적하여 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성하는 단계를 포함하는 측부엽 억제신호 생성방법.

청구항 5.
제1 항 내지 제4 항에 기재된 방법을 컴퓨터에서 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체.

청구항 6.
직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서, 송신단이

직렬로 입력되는 데이타 스트림을 QPSK 또는 QAM신호로 매핑하는 신호 매핑부;

상기 신호 매핑부로부터 공급되는 QPSK 또는 QAM 신호로 매핑된 직렬 데이타 스트림을 병렬 데이타로 변환하는 직/병렬 변환부;

사용자별 송신신호벡터와 최적화된 가중치벡터의 내적으로 얻어지는 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 생성하여 보호대역의 부반송파에 할당하는 측부엽 억제신호 발생부;

소정 부대역의 각 부반송파에 할당된 사용자 송신신호와 상기 보호대역의 부대역에 할당되는 상부 및 하부 측부엽 억제신호를 역고속퓨리에변환하는 IFFT부; 및

상기 IFFT부터 공급되는 역고속 퓨리에변환된 데이타에 보호대역을 삽입한 후 직렬 데이터로 변환하여 최종 OFDM 변조된 데이타를 출력하는 보호대역 삽입 및 병/직렬변환기를 포함하는 상향링크 통신장치.

청구항 7.
제6 항에 있어서, 상기 상부 및 하부 측부엽 억제신호는 상기 보호대역에 속하는 복수개의 부반송파 중 전송하는 부대역에 가장 가까운 부반송파에 전송하는 것을 특징으로 하는 상향링크 통신장치.

청구항 8.
직교 주파수 분할 다중 접속방식 시스템에 있어서,

상부 측부엽용 가중치벡터 또는 하부 측부엽용 가중치벡터 중 하나가 저장되며, 측부엽 선택신호에 따라 소정의 순서로 독출하는 저장부; 및

사용자 송신신호벡터들과 상기 저장부로부터 공급되는 상부 측부엽용 가중치벡터 또는 하부 측부엽용 가중치벡터들을 내적하여 상부 또는 하부 측부엽 억제신호를 발생시키는 행렬연산부를 포함하는 측부엽 억제신호 발생장치.

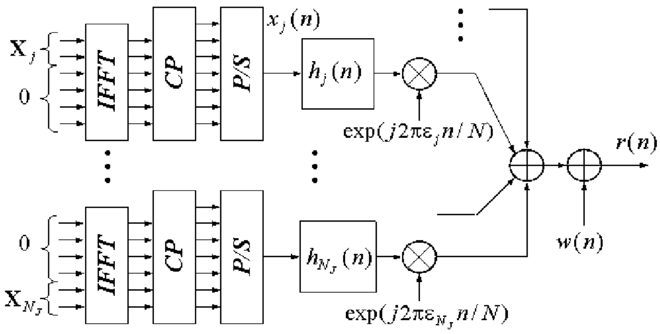
청구항 9.
제8 항에 있어서, 상기 저장부는 하나의 부대역을 구성하는 부반송파의 갯수가 M개인 경우, M×1의 사이즈를 갖는 룩업테이블로 이루어지는 측부엽 억제신호 발생장치.

청구항 10.

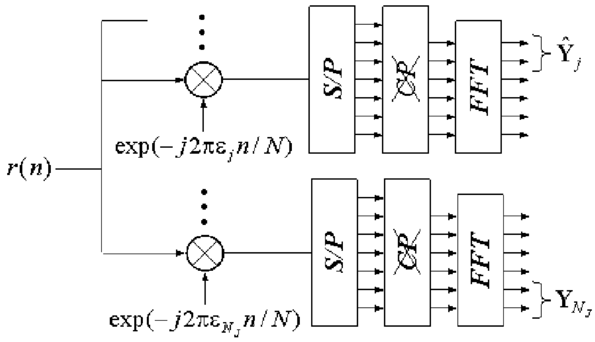
제8 항에 있어서, 상기 하부 또는 상부 측부엽용 가중치벡터는 각 사용자의 주파수 오차의 통계적 특성과 부대역을 구성하는 부반송파의 갯수에 관한 함수로 이루어지는 것을 특징으로 하는 측부엽 억제신호 발생장치.

도면

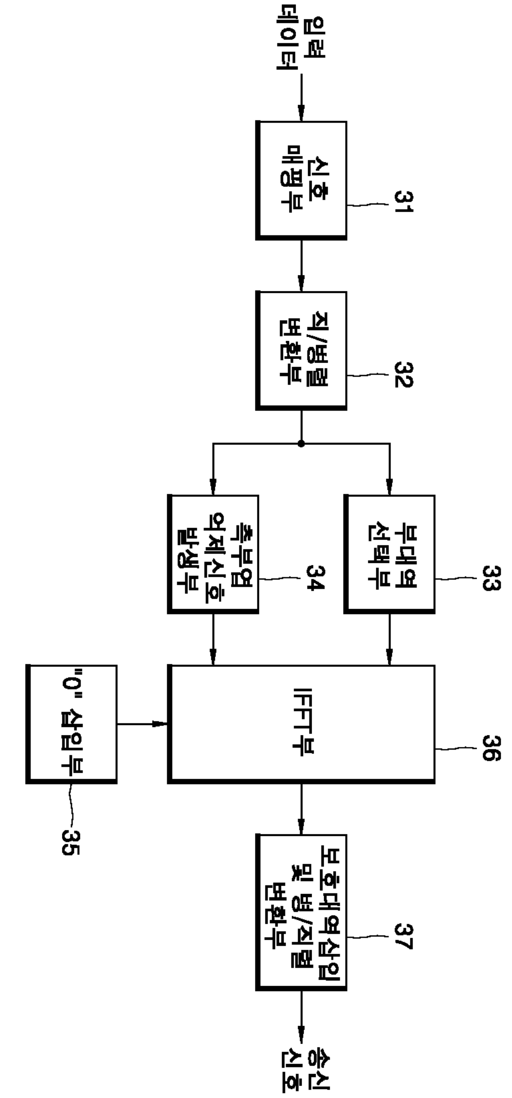
도면1



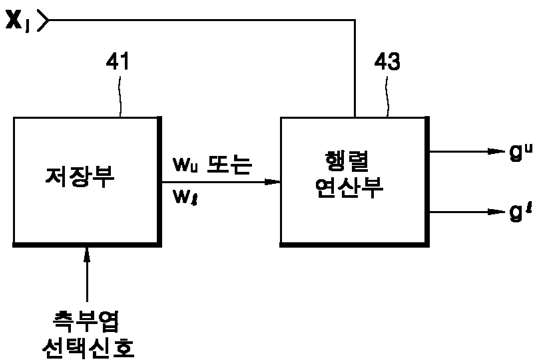
도면2



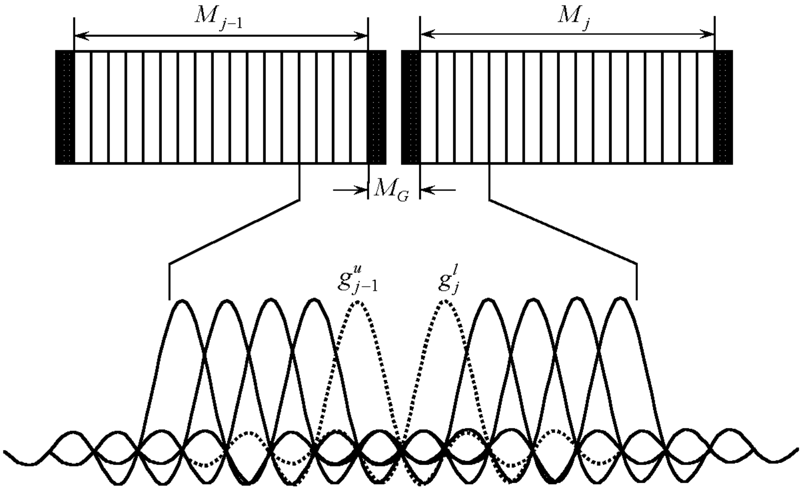
도면3


입력 데이터
신호 매핑부
31
직/병렬 변환부
32
부대역 선택부
33
측부엽 억제신호 발생부
34
"0" 삽입부
35
IFFT부
36
보호대역삽입 및 병/직렬 변환부
37
송신 신호

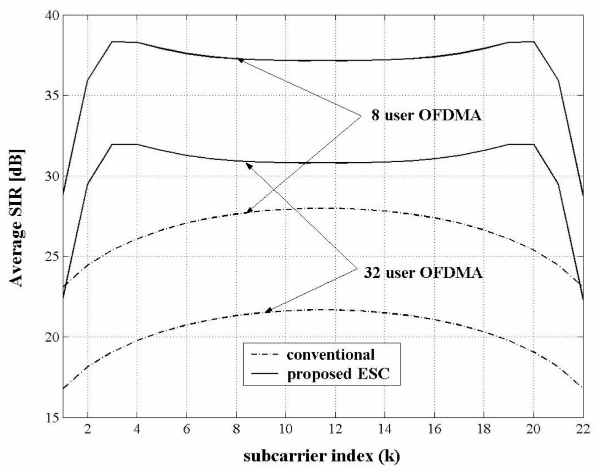
도면4


X_l
41
43
저장부
W_u 또는 W_l
행렬 연산부
g^u
g^l
측부엽 선택신호

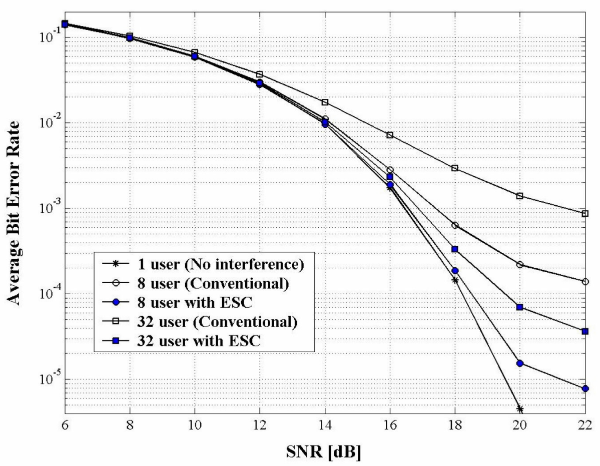
도면5


M_{j-1}
M_j
M_G
g^u_{j-1}
g^l_j

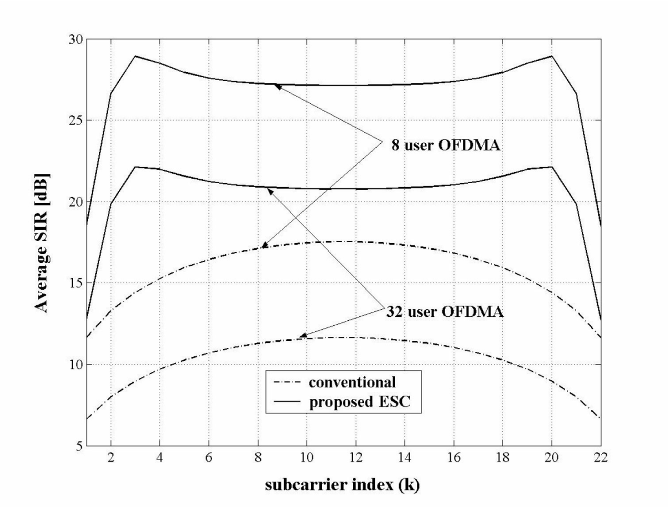
도면6


8 user OFDMA
32 user OFDMA
conventional
proposed ESC
Average SIR [dB]
subcarrier index (k)

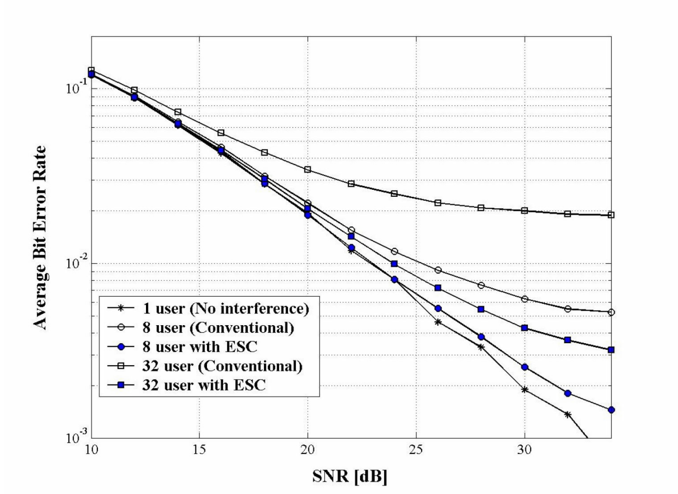
도면7


1 user (No interference)
8 user (Conventional)
8 user with ESC
32 user (Conventional)
32 user with ESC
Average Bit Error Rate
SNR [dB]

도면8


Average SIR [dB]
subcarrier index (k)
8 user OFDMA
32 user OFDMA
conventional
proposed ESC
30
25
20
15
10
5
2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22

도면9


Average Bit Error Rate
SNR [dB]
1 user (No interference)
8 user (Conventional)
8 user with ESC
32 user (Conventional)
32 user with ESC
10^-1
10^-2
10^-3
10 15 20 25 30