



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0106489
(43) 공개일자 2008년12월08일

(51) Int. Cl.

H04B 7/04 (2006.01) H04B 7/26 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2007-0054191

(22) 출원일자 2007년06월03일

심사청구일자 2007년06월03일

(71) 출원인

인하대학교 산학협력단

인천 남구 용현동 253 인하대학교

(72) 발명자

정재학

서울 서초구 서초2동 무지개아파트 3동 1207호

김석현

전남 여수시 학동 6-1

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

김진우

전체 청구항 수 : 총 4 항

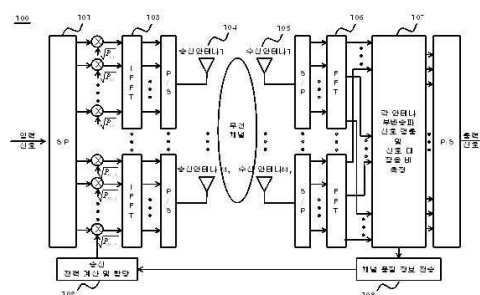
(54) 다중 입력 다중 출력 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 비트 오류율 성능 향상을 위한 송신 전력 할당 방법

(57) 요약

본 발명은 공간 다중화 기술을 적용한 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 기반 시스템의 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있는 송신 전력 할당 방법에 관한 것으로서, 보다 구체적으로는 (1) 수신 단에서, 각 채널에 대한 채널 품질 정보(Channel Quality Information)를 측정하여 송신 단으로 전송하는 제1 단계와, (2) 송신 단에서, 상기 제1 단계에 의해 전송된 상기 채널 품질 정보를 이용하여 각 안테나별 부반송파에 할당될 송신 전력을 계산하는 제2 단계와, (3) 송신 단에서, 상기 제2 단계에 의해 계산된 상기 송신 전력을 상기 각 안테나별 부반송파에 할당하는 제3 단계를 포함하는 것을 그 구성상의 특징으로 한다. 특히, 본 발명은, 각 채널에 대한 채널 품질 정보를 측정하여 송신 단으로 전송하는 상기 제1 단계가, 각 안테나의 각각의 부반송파에 해당하는 채널 상태를, 수신 단의 신호 검출 과정에서 신호 대 간섭 잡음 비로 측정하는 단계를 포함하고, 각 안테나별 부반송파에 할당될 송신 전력을 계산하는 상기 제2 단계가, (a) 측정된 상기 신호 대 간섭 잡음 비에 대한 함수로서 각 안테나별 부반송파의 비트 오류율을 표현한 후, 이를 산술 평균함으로써 전체 비트 오류율을 구하는 단계와, (b) 라그랑지 승수법을 이용하여, 구해진 상기 전체 비트 오류율을 최소화하는 각 안테나별 부반송파의 송신 전력을 구하는 단계를 포함하는 것을 그 구성상의 특징으로 한다. 한편, 본 발명은, (1) 채널의 유사 특성 대역폭에 따라 부채널들을 그룹화하는 제1 단계와, (2) 수신 단에서, 상기 제1 단계에 의해 그룹화된 각각의 부채널들에 대한 채널 품질 정보를 측정하여 송신 단으로 전송하는 제2 단계와, (3) 송신 단에서, 상기 제2 단계에 의해 전송된 상기 채널 품질 정보를 이용하여 그룹화된 각각의 부채널들에 할당될 송신 전력을 계산하는 제3 단계와, (4) 송신 단에서, 상기 제3 단계에 의해 계산된 상기 송신 전력을 상기 그룹화된 각각의 부채널들에 할당하는 제4 단계를 포함하는 것을 그 구성상의 또 다른 특징으로 한다.

본 발명의 송신 전력 할당 방법에 따르면, 채널의 상태에 따라 계산된 송신 전력을 송신 안테나의 각 부반송파에 할당함으로써, 공간 다중화 OFDM 시스템의 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있다. 한편, 무선 채널의 유사 특성 대역폭에 해당하는 부채널로 그룹화한 후 그룹화된 각각의 부채널별로 송신 전력을 할당함으로써, 기존의 방법보다 비트 오류율 성능을 향상시켜 데이터의 안정적인 전송을 가능하게 하면서 동시에 송신 전력 할당을 위한 연산량을 크게 줄일 수 있다.

대표도 - 도1



(72) 발명자

지영근

경기 광명시 광명1동 11-3 대영빌라 가동 402호

이홍원

서울 성북구 하월곡2동 60-93

특허청구의 범위

청구항 1

공간 다중화 기술을 적용한 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 기반 시스템에서,

- (1) 수신 단에서, 각 채널에 대한 채널 품질 정보(Channel Quality Information)를 측정하여 송신 단으로 전송하는 제1 단계;
- (2) 송신 단에서, 상기 제1 단계에 의해 전송된 상기 채널 품질 정보를 이용하여 각 채널의 상태에 따라 각 안테나별 부반송파에 할당될 송신 전력을 계산하는 제2 단계; 및
- (3) 송신 단에서, 상기 제2 단계에 의해 계산된 상기 송신 전력을 상기 각 안테나별 부반송파에 할당하는 제3 단계

를 포함하는 송신 전력 할당 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

각 채널에 대한 채널 품질 정보를 측정하여 송신 단으로 전송하는 상기 제1 단계는, 각 안테나의 각각의 부반송파에 해당하는 채널 상태를, 수신 단의 신호 검출 과정에서 신호 대 간섭 잡음 비로 측정하는 단계를 포함하고, 각 안테나별 부반송파에 할당될 송신 전력을 계산하는 상기 제2 단계는,

- (a) 측정된 상기 신호 대 간섭 잡음 비에 대한 함수로서 각 안테나별 부반송파의 비트 오류율을 표현한 후, 이를 산술 평균함으로써 전체 비트 오류율을 구하는 단계; 및
- (b) 라그랑지 승수법을 이용하여, 구해진 상기 전체 비트 오류율을 최소화하는 각 안테나별 부반송파의 송신 전력을 구하는 단계

를 더 포함하는 송신 전력 할당 방법.

청구항 3

공간 다중화 기술을 적용한 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 기반 시스템에서,

- (1) 채널의 유사 특성 대역폭에 따라 부채널들을 그룹화하는 제1 단계;
- (2) 수신 단에서, 상기 제1 단계에 의해 그룹화된 각각의 부채널들에 대한 채널 품질 정보(Channel Quality Information)를 측정하여 송신 단으로 전송하는 제2 단계;
- (3) 송신 단에서, 상기 제2 단계에 의해 전송된 상기 채널 품질 정보를 이용하여 그룹화된 부채널의 송신 전력을 계산하는 제3 단계; 및
- (4) 송신 단에서, 상기 제3 단계에 의해 계산된 상기 송신 전력을 상기 그룹화된 각각의 부채널들에 할당하는 단계

를 포함하는 송신 전력 할당 방법.

청구항 4

제3항에 있어서,

그룹화된 각각의 부채널들에 대한 채널 품질 정보를 측정하여 송신 단으로 전송하는 상기 제2 단계는, 그룹화된 각각의 부채널에 해당하는 채널 상태를, 수신 단의 신호 검출 과정에서 신호 대 간섭 잡음 비로 측정하는 단계를 포함하고,

그룹화된 각각의 부채널들에 할당될 송신 전력을 계산하는 상기 제3 단계는,

- (a) 측정된 상기 신호 대 간섭 잡음 비에 대한 함수로서 그룹화된 각각의 부채널들의 비트 오류율을 표현한 후,

이를 산술 평균함으로써 전체 비트 오류율을 구하는 단계; 및

(b) 라그랑지 승수법을 이용하여, 구해진 상기 전체 비트 오류율을 최소화하는 그룹화된 각각의 부채널들의 송신 전력을 구하는 단계

를 더 포함하는 송신 전력 할당 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

<17> 본 발명은 송신 전력 할당 방법에 관한 것으로서, 특히 공간 다중화 기술을 적용한 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 기반 시스템의 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있는 송신 전력 할당 방법에 관한 것이다.

<18> OFDM 기반 시스템에 다중 안테나를 사용하는 다중 입력 다중 출력(Multi Input Multi Output; MIMO) 기술을 적용할 경우, 데이터 전송률의 향상이나 비트 오류율 성능 향상을 통한 데이터의 안정적인 전송 효과를 얻을 수 있다. OFDM 기반 시스템은, 시공간 블록 부호화(Space-Time Block Coding) 또는 주파수 공간 블록 부호화(Space-Frequency Block Coding)와 같은 MIMO 기술을 적용하여 송수신 다이버시티 이득을 통해 데이터 전송의 안정성을 얻을 수 있고, 공간 다중화(Spatial Multiplexing) 기술로 데이터 전송률을 증가시킬 수 있다. 그리고 각 안테나를 통해 전송되는 데이터에 채널의 상태에 따라 변조 부호화된 데이터나 송신 전력을 할당하는 기술은 다중 안테나 시스템의 전송률 향상이나 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있다. 수신 단에서 채널의 상태에 맞게 변조 부호화된 데이터를 송신 단에 할당하는 방법은 데이터의 전송률을 향상시킬 수 있고, 채널의 상태가 나쁜 쪽에 더 큰 송신 전력을 할당하고 채널 상태가 좋은 쪽에 작은 전력을 할당하는 송신 전력 할당 방법은 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나 무선랜(Wireless LAN; WLAN), 무선사설망(Wireless Personal Area Network; WPAN)과 같은 시스템에서는 각 안테나의 OFDM 부반송파에 각 채널의 상태에 맞는 변조 부호화된 데이터를 할당하기가 어렵다. 그러므로 각 안테나의 부반송파에 채널 상태에 따른 송신 전력 할당 방법을 적용하여 비트 오류율 성능을 개선할 필요성이 있다.

<19> 기존의 송신 전력 할당 방법으로는, 단일 반송파를 사용한 공간 다중화 시스템에서 각 안테나별로 채널 상태에 맞게 송신 전력을 할당하는 방법과, OFDM의 다중 부반송파를 사용하는 시스템에서 수신 단에서 계산된 송신 전력 정보를 각 부반송파별로 할당하는 방법이 있다. 단일 반송파를 사용한 공간 다중화 시스템에서 각 안테나별로 채널 상태에 맞게 송신 전력을 할당하는 방법은, 공간 다중화 기법을 사용한 MIMO 시스템에서 각 안테나별로 송신 전력을 할당하는 방법이며, OFDM의 다중 부반송파를 사용하는 시스템에서 수신 단에서 계산된 송신 전력 정보를 각 부반송파별로 할당하는 방법은, 공간 다중화를 사용하는 여러 개의 송신 안테나가 고려되지 않는 단일의 송신 안테나에서의 부반송파별 할당 방법이다. 이와 같은 기존의 송신 전력 할당 방법들, 즉 안테나별로 송신 전력을 할당하는 기존의 방법과 공간 다중화 기법이 적용되지 않고 단지 OFDM 각 부반송파에만 송신 전력을 할당하는 기존의 방법을 접목함으로써, 공간 다중화 기술을 적용한 OFDM 기반 시스템에 대한 비트 오류율 성능의 향상을 도모해 볼 필요성이 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

<20> 본 발명은, 상기와 같은 필요성 인식 및 문제점 해결을 위해 제안된 것으로서, 채널의 상태에 따라 계산된 송신 전력을 송신 안테나의 각 부반송파에 할당함으로써, 공간 다중화 기술을 적용한 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 기반 시스템의 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있는 송신 전력 할당 방법을 제안하는 것을 그 목적으로 한다.

<21> 또한 본 발명은, 무선 채널의 유사 특성 대역폭에 해당하는 부채널로 그룹화한 후 그룹화된 각각의 부채널별로 송신 전력을 할당함으로써, 기존의 방법보다 비트 오류율 성능을 향상시켜 데이터의 안정적인 전송을 가능하게 하면서 동시에 송신 전력 할당을 위한 연산량을 크게 줄일 수 있는 송신 전력 할당 방법을 제안하는 것을 그 또 다른 목적으로 한다.

발명의 구성 및 작용

- <22> 상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 특징에 따른, 송신 전력 할당 방법은,
- <23> 공간 다중화 기술을 적용한 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 기반 시스템에서,
- <24> (1) 수신 단에서, 각 채널에 대한 채널 품질 정보(Channel Quality Information)를 측정하여 송신 단으로 전송하는 제1 단계;
- <25> (2) 송신 단에서, 상기 제1 단계에 의해 전송된 상기 채널 품질 정보를 이용하여 각 안테나별 부반송파에 할당될 송신 전력을 계산하는 제2 단계; 및
- <26> (3) 송신 단에서, 상기 제2 단계에 의해 계산된 상기 송신 전력을 상기 각 안테나별 부반송파에 할당하는 제3 단계를 포함하는 것을 그 구성상의 특징으로 한다.
- <27> 바람직하게는, 각 채널에 대한 채널 품질 정보를 측정하고 송신 단으로 전송하는 상기 제1 단계는, 각 안테나의 각각의 부반송파에 해당하는 채널 상태를, 수신 단의 신호 검출 과정에서 신호 대 간섭 잡음 비로 측정하는 단계를 포함하고,
- <28> 각 안테나별 부반송파에 할당될 송신 전력을 계산하는 상기 제2 단계는,
- <29> (a) 측정된 상기 신호 대 간섭 잡음 비에 대한 함수로서 각 안테나별 부반송파의 비트 오류율을 표현한 후, 이를 산술 평균함으로써 전체 비트 오류율을 구하는 단계; 및
- <30> (b) 라그랑지 승수법을 이용하여, 구해진 상기 전체 비트 오류율을 최소화하는 각 안테나별 부반송파의 송신 전력을 구하는 단계를 더 포함할 수 있다.
- <31> 본 발명의 또 다른 특징에 따른, 송신 전력 할당 방법은,
- <32> 공간 다중화 기술을 적용한 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 기반 시스템에서,
- <33> (1) 채널의 유사 특성 대역폭에 따라 부채널들을 그룹화하는 제1 단계;
- <34> (2) 수신 단에서, 상기 제1 단계에 의해 그룹화된 각각의 부채널들에 대한 채널 품질 정보(Channel Quality Information)를 측정하여 송신 단으로 전송하는 제2 단계;
- <35> (3) 송신 단에서, 상기 제2 단계에 의해 전송된 상기 채널 품질 정보를 이용하여 그룹화된 각각의 부채널들에 할당될 송신 전력을 계산하는 제 3 단계; 및
- <36> (4) 송신 단에서, 상기 제3 단계에 의해 계산된 상기 송신 전력을 상기 그룹화된 각각의 부채널들에 할당하는 단계를 포함하는 것을 그 구성상의 특징으로 한다.
- <37> 바람직하게는, 그룹화된 각각의 부채널들에 대한 채널 품질 정보를 측정하여 송신 단으로 전송하는 상기 제2 단계는, 그룹화된 각각의 부채널에 해당하는 채널 상태를, 수신 단의 신호 검출 과정에서 신호 대 간섭 잡음 비로 측정하는 단계를 포함하고,
- <38> 그룹화된 각각의 부채널들에 할당될 송신 전력을 계산하는 상기 제3 단계는,
- <39> (a) 송신 단에서, 전송된 상기 신호 대 간섭 잡음 비에 대한 함수로서 그룹화된 각각의 부채널들의 비트 오류율을 표현한 후, 이를 산술 평균함으로써 전체 비트 오류율을 구하는 단계; 및
- <40> (b) 라그랑지 승수법을 이용하여, 구해진 상기 전체 비트 오류율을 최소화하는 그룹화된 각각의 부채널들의 송신 전력을 구하는 단계를 더 포함할 수 있다.
- <41> 이하에서는 본 발명의 실시예를 도면을 참조하여 상세히 설명한다.
- <42> 본 발명의 실시예를 구체적으로 살펴보기에 앞서, 본 발명에 따른 송신 전력 할당 방법의 이해를 돕기 위해, 기존의 공간 다중화를 적용한 OFDM 시스템의 수신 단 검출 과정을 먼저 살펴보기로 한다. 송신 안테나 개수가 M_t , 수신 안테나 개수가 M_r 이고, OFDM 부반송파 개수가 K 개로 구성되어 있을 경우, 각 송신 안테나의 k 번째 부반송파에 전송되는 신호는 $\mathbf{x}_k = [x_{1,k}, x_{2,k}, \dots, x_{M,k}]^T$ 이다. 여기서, $[]^T$ 는 전치(Transpose) 연산을 의미한다. 송신 안테나에서 송신되어, 채널을 통과한 후, M_r 개의 수신 안테나에서 수신된 신호는 다음 수학식 1과 같이 표현할

수 있다.

수학식 1

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{n}_k$$

여기서, $\mathbf{y}_k = [y_{1,k}, y_{2,k}, \dots, y_{M,k}]^T$ 는 k번째 부반송파에 해당하는 수신 신호 벡터를, 채널 $\mathbf{H}_k$ 는 k번째 부반송파에서 $M \times M$ 크기를 갖는 채널 행렬을 각각 의미한다. 즉, $H_k(i,j)$ 는 j번째 송신 안테나에서 i번째 수신 안테나로 의 채널을 의미한다. $\mathbf{n}_k$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 복소 가우시안 랜덤 잡음 벡터를 의미한다.

상기 수학식 1의 수신 신호 $\mathbf{y}_k$ 로부터 송신 신호 $\mathbf{x}_k$ 을 결정하기 위하여, ZF(Zero Forcing) 형태와 MMSE(Minimum Mean Square Error) 형태의 공간 다중화 MIMO 검출 방식을 고려할 수 있다.

먼저 ZF 형태의 검출 방식은 다음 수학식 2 내지 4를 이용하여 설명될 수 있다.

수학식 2

$$i = 1$$

수학식 3

$$\mathbf{Z}_{1k} = (\mathbf{H}_k)^+$$

수학식 4

$$s_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{Z}_{1k})_j\|^2$$

여기서, $(\)^+$ 는 의사 역행렬(Pseudo Inverse Matrix) 연산을, $(\)_j$ 는 행렬의 j번째 행 벡터를, $\| \ \|$ 는 놈(Norm) 연산을 각각 의미한다.

송신 신호 $\mathbf{x}_k$ 을 검출하기 위하여, 먼저 상기 수학식 3과 같이 채널의 의사 역행렬을 구하고, 이를 통해 전송된 신호의 성분을 제거하는 순서를 상기 수학식 4와 같이 구한다. 상기 수학식 2 내지 4는 수신 단에서 신호를 검출하기 위한 초기치 설정이며, 다음 수학식 5 내지 11을 반복적으로 수행함으로써 원래의 데이터를 검출해 낼 수 있다.

수학식 5

$$\mathbf{w}_{1,k} = (\mathbf{Z}_{1k})_{s_1}$$

수학식 6

$$\mathbf{r}_{1,k} = \mathbf{w}_{1,k}^H \mathbf{y}_{1,k}$$

수학식 7

$$\hat{\mathbf{x}}_{1,k} = Q(\mathbf{r}_{1,k})$$

수학식 8

$$\mathbf{y}_{+1,k} = \mathbf{y}_{1,k} - \hat{\mathbf{x}}_{1,k} [\mathbf{H}_k]_{s_1}$$

수학식 9

<56>

$$\mathbf{Z}_{i+1,k} = ([\mathbf{H}_k]_{s, \mathbf{0}})^+$$

수학식 10

<57>

$$s_{i+1} = \arg \min_{j \in S_{i+1}, \dots, S} \|(\mathbf{Z}_{i+1,k})_j\|^2$$

수학식 11

<58>

$$i = i + 1$$

<59>

상기 수학식 5와 같이, 행렬 $\mathbf{Z}_{i,k}$ 의 s_i 번째 행 벡터를 널링(Nulling) 벡터 $\mathbf{w}_{i,k}$ 로 정의하고, 이를, 상기 수학식 6과 같이, 수신 신호 $\mathbf{y}_{i,k}$ 에 곱해 $\mathbf{r}_{i,k}$ 을 얻는다. 얻어진 $\mathbf{r}_{i,k}$ 을, 상기 수학식 7과 같이, 변조 방식에 따른 결정 함수 $Q(\cdot)$ 에 대입함으로써 송신 신호 $\mathbf{x}_k$ 의 s_i 번째 신호 성분에 대한 추정치 $\hat{\mathbf{x}}_{i,k}$ 을 얻을 수 있다. 여기서, $\mathbf{x}_k$ 의 s_i 번째 신호 성분이 완벽히 추정되었다고 가정하고, i 번째 단계에서의 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}_{i,k}$ 에서 s_i 번째 검출된 간섭 신호 성분을 제거한다. 상기 수학식 8을 통해 $(i+1)$ 번째 단계에서의 연산을 위한 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}_{i+1,k}$ 을 결정한다. 상기 수학식 8에서, $[\cdot]_{s_i}$ 는 행렬의 s_i 번째 열 벡터를 의미하고, 상기 수학식 9의 $[\cdot]_{s_i, \mathbf{0}}$ 는 행렬의 s_i 번째 열 벡터 성분을 모두 0으로 널링한 행렬을 의미한다. 나머지 간섭 신호 성분 검출을 위하여 채널의 의사 역행렬 $\mathbf{Z}_{i+1,k}$ 을 상기 수학식 9에서 구하고, 상기 수학식 10에서 다음 단계를 위한 최적의 검출 순서를 결정한다. 위와 같은 과정을 K 개의 모든 부반송파에 대하여 적용하면, 수신 신호로부터 원래의 송신 데이터를 검출해 낼 수 있다.

<60>

이상 설명한 ZF 검출 방법은 간섭 성분을 완전히 제거함으로써 잡음의 영향이 증대된다는 단점이 있다. 이를 해결하기 위해, 간섭의 억제와 잡음 증대 영향을 잘 절충한 MMSE 형태의 공간 다중화 MIMO 검출 방법이 제안되었다. MMSE 검출 방법은, 송신 신호와 수신 단에서 추정된 신호 사이의 평균 제곱 오차를 최소화함으로써 ZF 검출 방법보다 더 나은 성능을 나타낸다. MMSE 검출 방법에서는, ZF 검출 방법의 상기 수학식 3 및 9에서 구한 채널의 의사 역행렬을 다음 수학식 12 및 13과 같이 구할 수 있다.

수학식 12

<61>

$$\mathbf{Z}_{1,k} = \mathbf{H}_k^H (\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_k})^{-1}$$

수학식 13

<62>

$$\mathbf{Z}_{i+1,k} = [\mathbf{H}_k]_{s, \mathbf{0}}^H ([\mathbf{H}_k]_{s, \mathbf{0}} [\mathbf{H}_k]_{s, \mathbf{0}}^H + \sigma_n^2 [\mathbf{I}_{M_k}]_{s, \mathbf{0}})^{-1}$$

<63>

여기서, $(\cdot)^H$ 는 켤레 전치(Conjugate Transpose) 연산을 의미한다.

<64>

신호의 검출 순서를 결정하기 위한 ZF 검출 방법의 상기 수학식 4 및 10은, 다음 수학식 14 및 15로 대체된다.

수학식 14

<65>

$$s_1 = \arg \max_j \frac{|(\mathbf{Z}_{1,k} \mathbf{H}_k)_{j1}|^2}{\sigma_n^2 \|\mathbf{Z}_{1,k}\|_j^2 + \sum_{l \neq j} |(\mathbf{Z}_{1,k} \mathbf{H}_k)_{jl}|^2}$$

수학식 15

$$s_{i+1} = \arg \max_{j=1, \dots, N} \frac{|(Z_{i+1,k} [H_k]_s)_{j,i}|^2}{\sigma_n^2 \| (Z_{i+1,k})_j \|^2 + \sum_{l \neq j} |(Z_{i+1,k} [H_k]_s)_{j,l}|^2}$$

<66>

<67>

여기서, $(\cdot)_{ij}$ 는 행렬의 i 번째 행, j 번째 열의 원소를 의미한다. 상기 수학식 12 내지 15의 채널의 의사 역행렬 연산과 검출 순서를 결정하는 부분을 제외한 나머지 과정은 위의 ZF 검출 방법과 동일하다.

<68>

이상 설명한 내용을 기초로 하여, 본 발명의 실시예를 구체적으로 설명하기로 한다.

<69>

본 발명의 일 실시예는, 도 1과 같이 공간 다중화 기술을 적용한 OFDM을 기반으로 하는 시스템에 대하여, 각 송신 안테나별 부반송파에 송신 전력을 할당하도록 구현될 수 있다. 본 발명의 일 실시예가 구현된 시스템(100)의 송신 단은, 각 안테나별로 서로 다른 데이터를 전송할 수 있도록 직렬 데이터를 병렬 데이터로 변환하는 부분(101), 각 안테나별 부반송파에 대한 송신 전력을 계산하고 할당하는 송신 전력 계산 및 할당 부분(102), OFDM을 위한 역 고속 푸리에 변환기(IFFT)(103), 및 M_t 개의 송신 안테나(104)로 구성된다. 본 발명의 일 실시예가 구현된 시스템(100)의 수신 단은, 송신 안테나(104)로부터 송신되어 무선 채널을 통과한 신호를 수신하기 위한 M_r 개의 수신 안테나(105), 고속 푸리에 변환기(FFT)(106), 각 송신 안테나의 부반송파 신호를 검출하기 위한 부분(107), 및 측정된 신호 대 간섭 잡음 비를 채널 품질 정보로 송신 단에 전송하는 채널 품질 정보 전송 부분(108)으로 구성된다.

<70>

도 1에 도시된 바와 같이, 수신 단에서 신호 대 간섭 잡음 비의 형태로 측정된 채널의 품질 정보는 채널 품질 정보 전송 부분(108)에 의해 송신 단으로 전송이 된다. 이러한 채널 품질 정보의 전송과 관련하여, 본 발명은, 시분할 복신(Time Division Duplexing; TDD) 시스템의 프레임을 통해 수신 단에서 송신 단으로 전송하는 방법을 기반으로 하고 있다.

<71>

본 발명은, 모든 부반송파에 대하여 동일한 송신 전력을 할당하는 종래의 공간 다중화 OFDM 시스템과 달리, 수신 단 신호 검출 과정에서 신호 대 간섭 잡음 비의 형태로 채널 품질 정보를 송신 단에 전송하고, 송신 단에서 채널 품질 정보를 이용한 송신 전력을 계산하여 송신 단 각 안테나별 부반송파에 할당하도록 구성된다. 공간 다중화 OFDM 시스템의 데이터 검출 순서는, 송신 신호의 신호 대 간섭 잡음 비(Signal to Interference plus Noise Ratio)에 근거하여 결정된다. 결정된 검출 순서를 이용하여 채널의 상태를 파악하고 송신 단에서 전체 비트 오류율을 최소화하는 송신 전력을 라그랑지 승수법으로 계산하여 각 송신 안테나의 부반송파에 할당한다.

각 송신 안테나의 k 번째 부반송파에 $\mathbf{P}_k = \text{diag}(\sqrt{P_{1,k}}, \sqrt{P_{2,k}}, \dots, \sqrt{P_{M_t,k}})$ 의 송신 전력을 할당하면 수신 신호는 다음 수학식 16과 같다.

수학식 16

<72>

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{P}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{n}_i$$

<73>

수신 단에서, ZF 검출 과정을 통해 추정된 $\hat{\mathbf{x}}_{i,k}$ 의 검출 후 각 부반송파의 신호 대 간섭 잡음 비($\rho_{s,k}$)를 구하면, 다음 수학식 17의 널링 벡터를 통해 다음 수학식 18로 구할 수 있다.

수학식 17

<74>

$$\mathbf{w}_{s,k} = (Z_{i,k})_s = \frac{(([\mathbf{H}_k]_s)_{\cdot 0})_s^+}{\sqrt{P_{s,k}}} = \frac{\mathbf{v}_{s,k}}{\sqrt{P_{s,k}}}$$

수학식 18

<75>

$$\rho_{s,k} = \frac{1}{\sigma_n^2 \|\mathbf{w}_{s,k}\|^2} = \frac{P_{s,k}}{\sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{s,k}\|^2}$$

<76> 여기서, $\mathbf{v}_{s,k}$ 는 동일한 전력이 할당되었을 경우의 널링 벡터를 의미하며, 상기 수학식으로부터, 각 부반송파의 신호 대 잡음 비($\rho_{s,k}$)는 널링 벡터 $\mathbf{v}_{s,k}$ 와 송신 전력 $P_{s,k}$ 로 구성됨을 확인할 수 있다.

<77> 상기 수학식 17 및 18에서 확인할 수 있는 바와 같이, ZF 검출 방법의 경우에는 간섭 성분이 제거되어 고려되지 않는 반면에, MMSE 검출 방법의 경우에는 s_i 번째 송신 신호뿐만 아니라 다른 송신 신호의 송신 전력도 고려하여야 한다. 이를 반영한 다음 수학식 19를 이용하여, MMSE 검출 방법에 대한 신호 대 간섭 잡음 비를 구할 수 있다.

수학식 19

$$\rho_{s,k} = \frac{|(\mathbf{w}_{s,k}[\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k]_{s,-0})_{1s}|^2}{\sigma_n^2 \|\mathbf{w}_{s,k}\|^2 + \sum_{l \neq s} |(\mathbf{w}_{s,k}[\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k]_{s,-0})_{1s}|^2}$$

<78>

<79> 구해진 신호 대 간섭 잡음 비를 이용하여 채널의 상태에 따른 송신 전력을 할당하고, 전체 비트 오류율을 최소화하기 위한 최적의 송신 전력 계산은 라그랑지 승수법을 이용한다. 비트 오류율 성능 향상을 위한 송신 전력 계산을 위해서는 먼저 각 송신 신호에 따른 비트 오류율($BER_{s,k}$)을 송신 전력($P_{s,k}$)의 함수로 표현해야 한다. 이전 검출 단계에서 추정된 송신 신호가 완벽히 제거되었다고 가정하면, 주어진 채널 상태에서 k 번째 부반송파의 s_i 번째 송신 신호의 비트 오류율($BER_{s,k}$)은 다음 수학식 20과 같이 신호 대 간섭 잡음 비의 함수로 표현할 수 있다.

수학식 20

$$BER_{s,k} = f(\rho_{s,k}) = f\left(\frac{P_{s,k}}{\sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{s,k}\|^2}\right)$$

<80>

<81> 여기서, $f(\cdot)$ 는 구체적인 변조 방식에 따라 정해지는 함수로서, 예컨대, QPSK 방식의 경우에는 $f(a) \equiv Q(\sqrt{a})$ 이

며, Q -함수는 $Q(x) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-\frac{t^2}{2}) dt$ 로 정의된다. 각 안테나별 부반송파에 실린 데이터는 서로 독립이기 때문에, 전체 비트 오류율(BER_{total})은 다음 수학식 21과 같이 각 안테나별 부반송파의 비트 오류율($BER_{s,k}$)에 대한 산술 평균으로 구할 수 있다.

수학식 21

$$BER_{total} = \frac{1}{KM_t} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^M BER_{s,k}$$

<82>

<83> 전체 비트 오류율을 최소화하는 송신 전력($P_{s,k}$)을 찾기 위해서는, 다음 수학식 22와 같은 전체 송신 전력 제한 조건(Power Constraint) 하에서, 라그랑지 승수법을 이용할 수 있다. 라그랑지 승수법의 비용 함수(Cost Function)는, 상기 수학식 20 및 21을 대입한 다음 수학식 23의 형태가 된다.

수학식 22

$$\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^M P_{i,k} = K \bar{P} M_t$$

<84>

수학식 23

$$J(P_{1,1}, P_{2,1}, \dots, P_{M,K}) = \frac{1}{KM_t} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^M f\left(\frac{P_{i,k}}{\sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{i,k}\|^2}\right) + \lambda \left(\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^M P_{i,k} - K\bar{P}M_t\right)$$

<85>

<86> 여기서, λ 는 라그랑지 승수이고, $\bar{P}$ 는 각 안테나별 송신 전력이 K개의 부반송파에 균등하게 분포되어 있을 때 각 부반송파의 평균 송신 전력을 의미한다.

<87> 라그랑지 승수법의 비용 함수인 상기 수학식 23을 송신 전력 $P_{i,k}$ 에 대해 미분한 값이 0이 되도록 두면, 다음 수학식 24 및 25와 같다.

수학식 24

$$\frac{\partial J}{\partial P_{i,k}} = 0$$

<88>

수학식 25

$$\frac{\partial f}{\partial P_{i,k}} \left(\frac{P_{i,k}}{\sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{i,k}\|^2} \right) = -\lambda K \bar{P} M_t$$

<89>

<90> 상기 수학식 25를 계산함으로써, 전체 비트 오류율을 최소화하는 각 안테나별 부반송파의 송신 전력 $P_{i,k}$ 을 구할 수 있다. MMSE 검출 방법의 경우, 위와 같은 방법으로 송신 전력을 계산하기 위해서는 신호 대 간섭 잡음 비의 근사화가 필요하다. MMSE 검출 방법의 각 검출 과정을 통한 신호 대 잡음 비는, 다음 수학식 26과 같이, 송신 전력 $P_{i,k}$ 와 각 안테나별 부반송파에 같은 전력이 할당되었을 경우의 신호 대 간섭 잡음 비의 곱으로 근사화할 수 있다.

수학식 26

$$P_{i,k} \cong P_{i,k} \cdot \frac{|\langle \mathbf{v}_{i,k} [\mathbf{H}_k]_{s-0} \rangle_{1s}|^2}{\sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{i,k}\|^2 + \sum_{l \neq s} |\langle \mathbf{v}_{i,k} [\mathbf{H}_k]_{l-0} \rangle_{1s}|^2}$$

<91>

<92> ZF 검출 방법과 마찬가지로, MMSE 검출 방법의 경우에도 근사화된 신호 대 잡음 비를 이용하여 라그랑지 승수법으로 송신 전력을 구할 수 있다.

<93> 각 송신 안테나의 부반송파에 송신 전력 $P_{i,k}$ 가 할당된 경우, 수신 단에서 신호를 검출하는 방법은 종래의 공간 다중화 OFDM 시스템의 검출 과정과 동일하다. 다만, 기존의 수학식 3 및 9에 송신 전력 행렬 $\mathbf{P}_k$ 가 추가되어 다음과 같은 수학식 27 및 28의 형태가 된다.

수학식 27

$$\mathbf{Z}_{1,k} = (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k)^+ = \mathbf{P}_k^{-1} \mathbf{H}_k^+$$

<94>

수학식 28

$$\mathbf{Z}_{i+1,k} = ([\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k]_{i-0})^+$$

<95>

<96> 마찬가지로, MMSE 검출 방법의 경우에는, 상기 수학식 12 및 13이 다음과 같은 수학식 29 및 30으로 바뀐다.

수학식 29

<97>

$$\mathbf{Z}_{1,k} = (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k)^H ((\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k)(\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k)^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1}$$

수학식 30

<98>

$$\mathbf{Z}_{i+1,k} = ([\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k]_{s,0})^H ([\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k]_{s,0}([\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k]_{s,0})^H + \sigma_n^2 [\mathbf{I}_M]_{s,0})^{-1}$$

<99>

그리고 검출된 간섭 신호를 제거하여 다음 단계를 위한 새로운 수신 벡터를 만드는 수학식 8은 다음과 같은 수학식 31로 바뀌게 된다.

수학식 31

$$\mathbf{y}_{i+1,k} = \mathbf{y}_{i,k} - \hat{\mathbf{x}}_{s,k} [\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k]_{s,k} = \mathbf{y}_{i,k} - \sqrt{P_{s,k}} \hat{\mathbf{x}}_{s,k} [\mathbf{H}_k]_{s,k}$$

한편, 본 발명에 따른 송신 전력 할당 방법에 따르면, 공간 다중화를 적용한 OFDM 시스템의 송신 안테나 개수 및 부반송파 개수가 증가할수록 송신 전력 할당을 위한 연산량이 증가하게 된다는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위하여, 본 발명의 송신 전력 할당 방법의 또 다른 실시예에서는, 무선 채널의 전체 대역폭을 유사 특성 대역폭에 해당하는 부채널로 그룹화하고 그룹화된 각각의 부채널들에 대하여 송신 전력을 할당함으로써, 기존의 송신 전력 할당 방법에 비하여 비트 오류율 성능을 향상시키면서도 송신 전력을 계산하기 위한 연산량을 대폭 줄일 수 있는 방법을 제안한다. 무선 채널의 유사 특성 대역폭(B_c)을 구하여 전체 대역폭(B)을 분할하면 C 개의 그룹화된 부채널을 다음 수학식 32와 같이 구할 수 있다.

수학식 32

$$C \cong \frac{B}{B_c}$$

각 안테나별 K 개의 부반송파 대신 유사 특성 대역폭(B_c)에 해당하는 C 개의 부채널마다 송신 전력을 할당함으로써 송신 전력 연산량을 KM_k 개에서 CM_k 개로 대폭 감소시킬 수 있다.

다음으로, 지금까지 설명한 본 발명의 실시예들에 대한 비트 오류율 성능 향상 효과를 구체적 실험을 통해 살펴보기로 한다.

먼저, 실험 조건으로서는, 공간 다중화 기술의 2개의 송신 안테나와 2개의 수신 안테나를 가진 OFDM 기반의 초광대역(Ultra WideBand; UWB) 시스템을 가정하였다. 무선 채널로서는 IEEE 802.15.3a의 UWB 채널 CM1(3.1~3.628GHz)을 사용하였고, UWB 시스템의 OFDM 부반송파 개수는 128개로 하였다. 각 부반송파의 데이터에 대해서는 부호화되지 않은 직교 위상 편이 변조(Quadrature Phase Shift Keying; QPSK)를 실시하였다.

QPSK의 경우 k 번째 부반송파의 s_i 번째 송신 신호의 비트 오류율($BER_{s,k}$)은 다음 수학식 33과 같이 Q-함수(Q-Function)를 사용하여 표현할 수 있다.

수학식 33

$$BER_{s,k} \cong Q(\rho_{s,k}) = Q\left(\sqrt{\frac{P_{s,k}}{\Lambda_{s,k}}}\right) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{P_{s,k}}{\Lambda_{s,k}}\right)$$

$$\text{where, } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$$

여기서, $\Lambda_{s,k}$ 는 검출 과정에서의 잡음에 대한 간섭 부분으로서, 다음 수학식 34와 같이 ZF 방법과 MMSE 방법에 따라 다르게 정의가 된다.

수학식 34

$$\Lambda_{s,k} = \begin{cases} \sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{s,k}\|^2, & (ZF) \\ \frac{\sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{s,k}\|^2 + \sum_{l \neq s} |(\mathbf{v}_{s,k} [\mathbf{H}]_{s-1=0})_{1l}|^2}{|(\mathbf{v}_{s,k} [\mathbf{H}]_{s-1=0})_{1s}|^2}, & (MMSE) \end{cases}$$

<108>

<109>

비트 오류율에 대한 상기 수학식 33을, 송신 전력 계산을 위한 수학식 23의 라그랑지 승수법에 대입한 후, 송신 전력 $P_{s,k}$ 에 대해 미분한 값이 0이 되도록 하면, 다음과 같은 수학식 35를 얻을 수 있다.

수학식 35

$$\frac{\partial f}{\partial P_{s,k}} \left(\frac{P_{s,k}}{\sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{s,k}\|^2} \right) = \frac{d}{dP_{s,k}} \left(\frac{1}{2} \exp \left(-\frac{P_{s,k}}{2\Lambda_{s,k}} \right) \right) = -\lambda KM_t$$

<110>

<111>

각 부반송파에 할당된 평균 송신 전력($\bar{P}$)을 1이라고 가정을 하고, 상기 수학식 35를 계산하면, 채널 상태에 따른 송신 전력을 다음 수학식 36 및 수학식 37과 같이 얻을 수 있다.

수학식 36

$$P_{s,k} = -2\Lambda_{s,k} \ln(4KM_t \lambda \Lambda_{s,k})$$

<112>

수학식 37

$$\lambda = \exp \left(-\frac{KM_t + 2 \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{M_t} \Lambda_{s,k} \ln(4KM_t \Lambda_{s,k})}{2 \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{M_t} \Lambda_{s,k}} \right)$$

<113>

<114>

상기 수학식 37의 λ 는 전체 송신 전력 제한에 대한 수학식 22를 통해 구할 수 있다. 라그랑지 승수법을 이용하여 송신 전력을 계산하는 과정에서 송신 전력의 일부 값이 음수로 나오는 경우가 발생한다. 이 경우에는 음수 값의 송신 전력을 0으로 할당하고 나머지 값들로 라그랑지 승수법을 다시 계산한다. 전체 값들에서 음수가 없을 때까지 계산하면 결과적으로 라그랑지 승수법에 의한 송신 전력 값은 다음 수학식 38 및 39와 같게 된다.

수학식 38

$$P_{s,k} = \begin{cases} -2\Lambda_{s,k} \ln(4KM_t \lambda \Lambda_{s,k}), & \frac{1}{\Lambda_{s,k}} \geq 4KM_t \lambda \\ 0, & \frac{1}{\Lambda_{s,k}} < 4KM_t \lambda \end{cases}$$

<115>

수학식 39

$$\lambda = \exp \left(-\frac{KM_t + 2 \sum_{k \in U} \sum_{i \in U} \Lambda_{s,k} \ln(4KM_t \Lambda_{s,k})}{2 \sum_{k \in U} \sum_{i \in U} \Lambda_{s,k}} \right)$$

$$U = \{s_i, k \mid \frac{1}{\Lambda_{s,k}} \geq 4KM_t \lambda\}$$

<116>

<117>

상기 수학식 38은, 채널의 상태가 $4KM_t \lambda$ 보다 작으면 k번째 부반송파의 s_i 번째 송신 신호에 송신 전력을 할당

하지 않음을 의미한다.

<118> 도 2는 ZF 검출 방법에 대하여, 각 안테나별 128개 부반송파에 동일한 송신 전력을 할당한 경우(기존의 방법)와 채널 상황에 따라 송신 전력을 할당한 경우(본 발명에 따른 방법)의 비트 오류율 성능을 비교하여 나타낸 도면이다. 도 2로부터, 본 발명에 따른 방법을 ZF 검출 방법에 적용할 경우, 각 안테나별 부반송파에 동일한 송신 전력을 할당한 기존의 방법보다 10^{-2} 비트 오류율에서 약 5.5dB의 신호 대 잡음 비 이득이 발생한 것을 확인할 수 있다.

<119> 도 3은 MMSE 검출 방법에 대하여, 각 안테나별 128개의 부반송파에 동일한 송신 전력을 할당한 경우(기존의 방법)와 채널 상황에 따라 송신 전력을 할당한 경우(본 발명에 따른 방법)의 비트 오류율 성능을 비교하여 나타낸 도면이다. 도 3으로부터, 본 발명에 따른 방법을 MMSE 검출 방법에 적용할 경우, 각 안테나별 부반송파에 동일한 송신 전력을 할당한 기존의 방법보다 10^{-2} 비트 오류율에서 약 5dB의 신호 대 잡음 비 이득이 발생한 것을 확인할 수 있다. 또한, 도 3을 도 2와 비교함으로써, MMSE 검출 방법이 잡음 증대 영향이 발생하는 ZF 방법보다 그 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

<120> 한편, 본 발명에서 제안한 송신 전력 할당 방법에 따르면, 각 송신 안테나의 모든 부반송파에 대하여 송신 전력을 할당하기 때문에 송신 전력에 대한 연산량이 매우 커진다는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위한 방법으로서, UWB 채널의 유사 특성 대역폭에 해당하는 부채널마다 동일한 송신 전력을 할당함으로써 연산량을 줄일 수 있다. 즉, 유사 특성 대역폭에 해당하는 부채널별로 그룹화하고, 그룹화된 부채널의 평균 신호 대 간섭 잡음 비를 구한 후, 상기 수학적 식 36 및 37에서 K개의 부반송파 대신 C개의 부채널에 대해 송신 전력을 구함으로써, 그 연산량을 크게 줄일 수 있다. IEEE UWB 채널의 유사 특성 대역폭은, 채널의 제곱 평균 제곱근 지연을 이용하여 다음 수학적 식 40과 같이 대략적으로 구할 수 있다.

수학적 식 40

$$B_c \cong \frac{1}{6\sigma_{\text{rms}}}$$

<121>

<122> CM1 채널의 제곱 평균 제곱근 지연 σ_{rms} 은 약 5.28ns이고, 이를 상기 수학적 식 40에 대입하면 유사 특성 대역폭 (B_c)은 약 33MHz로 근사화할 수 있다. 이는 전체 528MHz 대역폭을 16개의 33MHz의 부채널로 그룹화할 수 있다는 것을 의미한다. 그룹화된 부채널별로 할당된 송신 전력은, 상기 수학적 식 36 및 37로부터 다음 수학적 식 41 및 42와 같이 구할 수 있다.

수학적 식 41

$$P_{s,c} = -2\Lambda_c \ln(4CM_t \Lambda_{s,c})$$

<123>

수학적 식 42

$$\lambda = \exp\left(-\frac{CM_t + 2\sum_{c=1}^C \sum_{i=1}^{M_c} \Lambda_{s,i} \ln(4CM_t \Lambda_{s,i})}{2\sum_{c=1}^C \sum_{i=1}^{M_c} \Lambda_{s,i}}\right)$$

<124>

<125> 이와 같은 방법을 통해, 각 안테나별 부반송파 개수만큼 송신 전력을 할당하는 대신에 각 안테나별 부채널에 해당하는 송신 전력만 계산하여 할당함으로써, 연산량을 KM_t 인 128*2=256개에서 CM_t 의 16*2=32개로 대폭 감소시킬 수 있다.

<126> 도 4는 ZF 검출 방법에 대하여, 128개의 모든 부반송파에 대하여 송신 전력을 할당한 경우와 16개의 부채널에 대해서만 송신 전력을 할당한 경우의 비트 오류율 성능을, 각 안테나별 128개의 모든 부반송파에 동일한 송신 전력을 할당한 경우(기존의 방법)와 비교하여 나타낸 도면이다. 도 4로부터, 16개의 부채널에 대해서만 송신 전력을 할당한 경우, 각 안테나별로 128개의 모든 부반송파에 송신 전력을 할당한 경우보다는 약 1.5dB 정도의 성능 열화가 있지만, 동일한 송신 전력을 할당한 기존의 경우보다는 10^{-2} 비트 오류율에서 약 4dB의 신호 대 잡

음 비 이득이 발생한 것을 확인할 수 있다. 즉, 그룹화된 부채널에 대해서만 송신 전력을 할당하는 경우, 모든 부반송파에 송신 전력을 할당하는 경우에 비해 약간의 성능 열화가 있지만 송신 전력 할당을 위한 연산량을 대폭 감소시킬 수 있고, 동일한 전력을 할당하는 기존의 방법보다는 비트 오류율 성능을 대폭 향상시킬 수 있다는 결과를 확인하였다.

- <127> 도 5는 MMSE 검출 방법에 대하여, 128개의 모든 부반송파에 송신 전력을 할당한 경우와 16개의 부채널에 대해서만 송신 전력을 할당한 경우의 비트 오류율 성능을, 각 안테나별 128개의 모든 부반송파에 동일한 송신 전력을 할당한 경우(기존의 방법)와 비교하여 나타낸 도면이다. 도 5로부터, 16개의 부채널에 대해서만 송신 전력을 할당한 경우, 각 안테나별 128개의 모든 부반송파에 송신 전력을 할당한 경우보다는 약 1dB 정도의 성능 열화가 있지만, 동일한 송신 전력을 할당한 기존의 경우보다는 10^{-2} 비트 오류율에서 약 4dB의 신호 대 잡음 비 이득이 발생한 것을 확인할 수 있다. ZF 검출 방법의 경우와 마찬가지로, 그룹화된 부채널에 대해서만 송신 전력을 할당하는 경우, 모든 부반송파에 송신 전력을 할당하는 경우에 비해 약간의 성능 열화가 있지만 송신 전력 할당을 위한 연산량을 대폭 감소시킬 수 있고, 동일한 전력을 할당하는 기존의 방법보다 비트 오류율 성능을 대폭 향상시킬 수 있다는 결과를 확인하였다.
- <128> 이상 설명한 본 발명은 본 발명이 속한 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의하여 다양한 변형이나 응용이 가능하며, 본 발명에 따른 기술적 사상의 범위는 아래의 특허청구범위에 의하여 정해져야 할 것이다.

발명의 효과

- <129> 본 발명의 송신 전력 할당 방법에 따르면, 채널의 상태에 따라 계산된 송신 전력을 송신 안테나의 각 부반송파에 할당함으로써, 공간 다중화 OFDM 시스템의 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있다.
- <130> 한편, 무선 채널의 유사 특성 대역폭에 해당하는 부채널로 그룹화한 후 그룹화된 각각의 부채널별로 송신 전력을 할당함으로써, 기존의 방법보다 비트 오류율 성능을 향상시켜 데이터의 안정적인 전송을 가능하게 하면서 동시에 송신 전력 할당을 위한 연산량을 크게 줄일 수 있다.

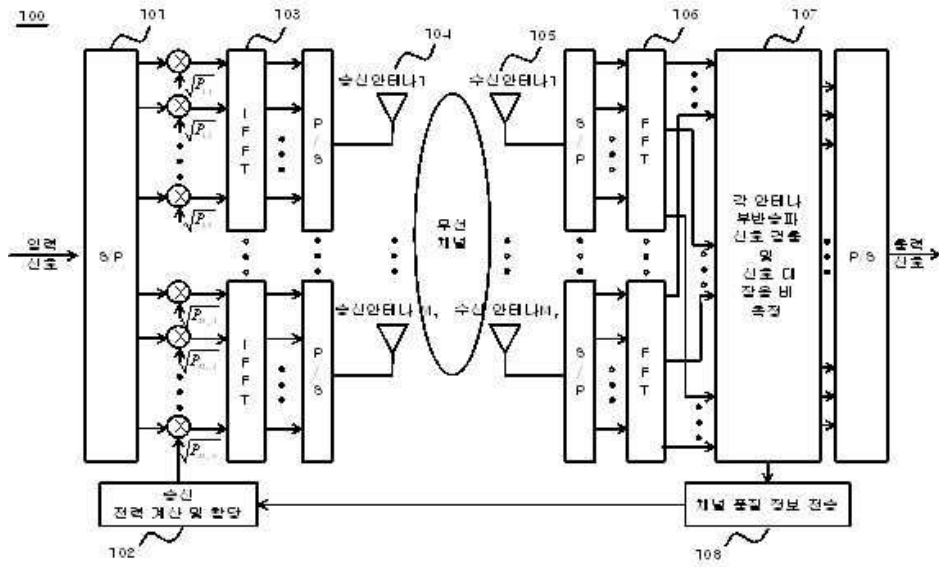
도면의 간단한 설명

- <1> 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 공간 다중화 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템의 송수신단 구조를 나타내는 도면.
- <2> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 ZF(Zero Focusing) 검출 방법의 실험 결과를 나타내는 도면.
- <3> 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 MMSE(Minimum Mean Square Error) 검출 방법의 실험 결과를 나타내는 도면.
- <4> 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따라 유사 특성 대역폭에 해당하는 부채널로 그룹화한 구조를 나타내는 도면.
- <5> 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따라 부채널로 그룹화한 송신 전력 할당의 ZF 검출 방법의 실험 결과를 나타내는 도면.
- <6> 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따라 부채널로 그룹화한 송신 전력 할당의 MMSE 검출 방법의 실험 결과를 나타내는 도면.
- <7> <도면 중 주요 부분에 대한 부호의 설명>
- <8> 100 : 본 발명의 일 실시예가 구현된 시스템
- <9> 101 : 직렬 데이터를 병렬 데이터로 변환하는 부분
- <10> 102 : 송신 전력 계산 및 할당 부분
- <11> 103 : 역 고속 푸리에 변환기(Inverse FFT; IFFT)
- <12> 104 : 송신 안테나
- <13> 105 : 수신 안테나
- <14> 106 : 고속 푸리에 변환기(FFT)
- <15> 107 : 각 송신 안테나의 부반송파 신호를 검출하기 위한 부분

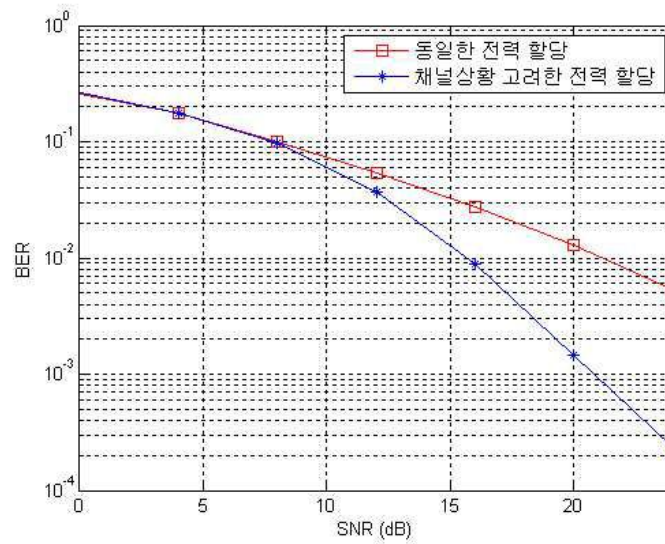
<16> 108 : 채널 품질 정보 전송 부분

도면

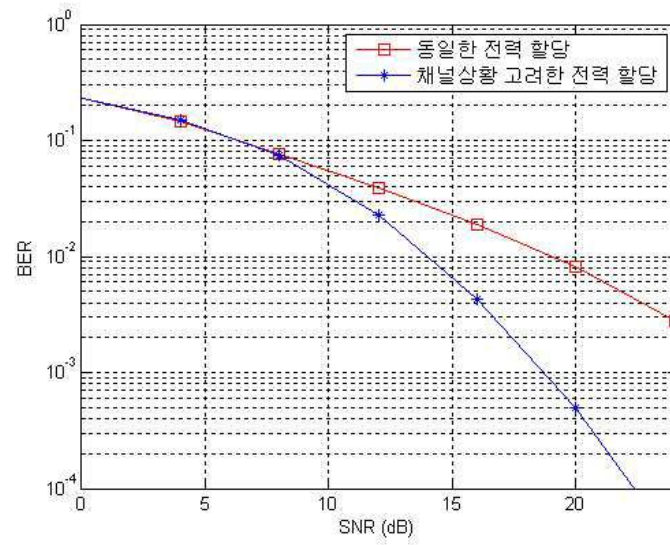
도면1



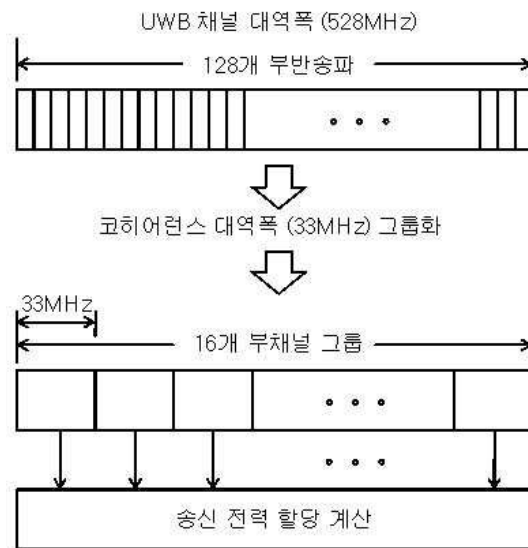
도면2



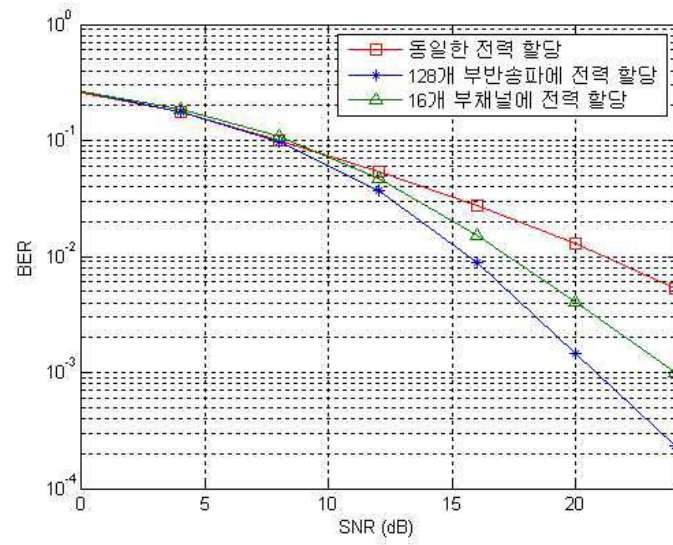
도면3



도면4



도면5



도면6

