

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

| | | |
|--|-------------------------------------|--|
| (51) 。 Int. Cl. H04B 7/06 (2006.01) | (45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자 | 2006년10월19일 10-0636947 2006년10월13일 |
|--|-------------------------------------|--|

| | | | |
|-------------|-------------------|-------------|-----------------|
| (21) 출원번호 | 10-2004-7012009 | (65) 공개번호 | 10-2004-0079435 |
| (22) 출원일자 | 2004년08월03일 | (43) 공개일자 | 2004년09월14일 |
| 번역문 제출일자 | 2004년08월03일 | | |
| (86) 국제출원번호 | PCT/EP2002/011695 | (87) 국제공개번호 | WO 2004/036817 |
| 국제출원일자 | 2002년10월18일 | 국제공개일자 | 2004년04월29일 |

| | |
|-----------|--|
| (73) 특허권자 | 마츠시다 덴끼 산교 가부시카가이사 일본 오오사카후 가도마시 오오아자 가도마 1006 |
| (72) 발명자 | 벤제르테르크리스티안 독일 63924 클레인호이바흐 반호프 스트라세 10디 골리트세크에들러폰엘브바르트알렉산더 독일 64285 다름스타르트 빌헬미넨 스트라세 32 세이텔에이코 독일 64285 다름스타르트 무스베르그스트라세 97 에이-비 |
| (74) 대리인 | 김창세 |

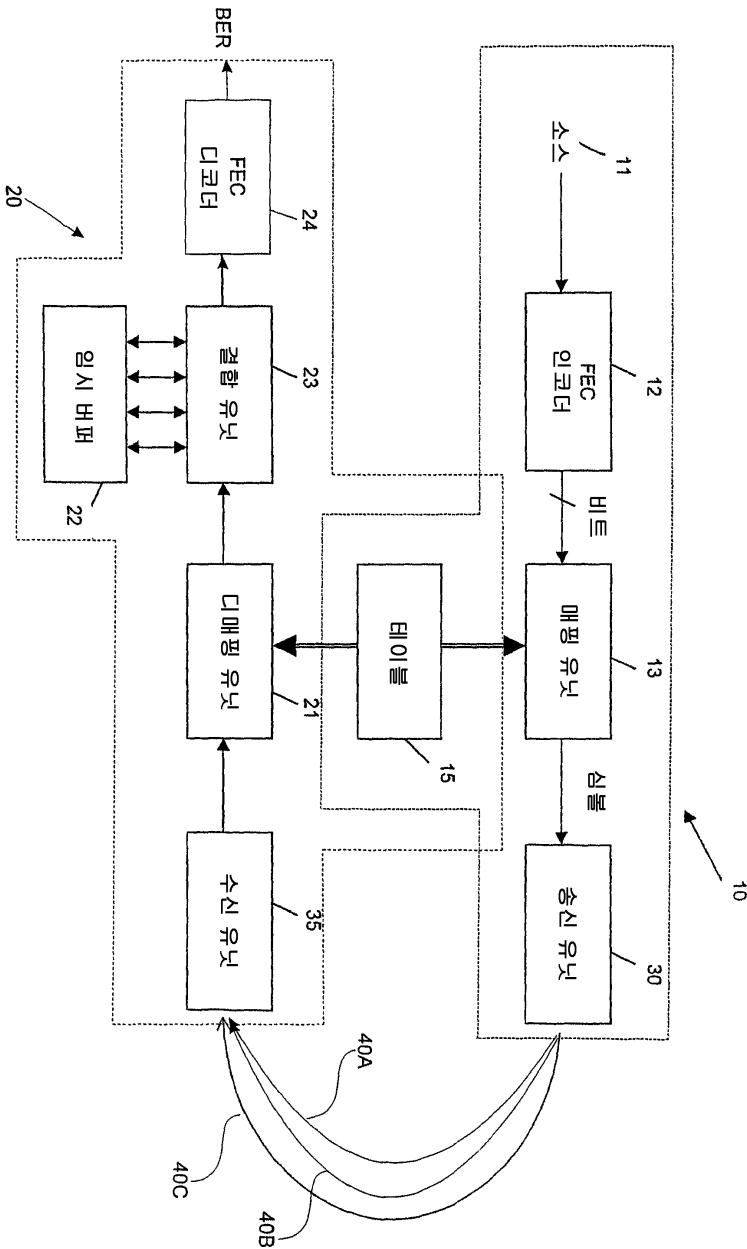
심사관 : 김광식

(54) 데이터 송신 방법, 송신기 및 수신기

요약

무선 통신 시스템에 있어서의 송신기로부터 수신기로 데이터를 송신하는 방법은, 송신기에서 제 1 신호 콘스텔레이션 패턴을 이용하여 데이터를 변조하여 제 1 데이터 심볼을 얻는 단계를 포함한다. 제 1 데이터 심볼은 제 1 다이버시티 브랜치를 이용하여 수신기로 송신된다. 또한, 송신기에서 제 2 신호 콘스텔레이션 패턴을 이용하여 데이터가 변조되어 제 2 데이터 심볼을 얻는다. 그리고 나서, 제 2 데이터 심볼은 제 2 다이버시티 브랜치를 통해 수신기로 송신된다. 마지막으로, 수신된 제 1 및 제 2 데이터 심볼은 수신기에서 다이버시티 결합된다. 본 발명은 또한, 본 방법을 수행하기 위해 구현된 송신기 및 수신기에 관한 것이다.

대표도



명세서

기술분야

본 발명은 전반적으로 무선 통신 시스템에 있어서의 송신 기법에 관한 것으로, 특히, 각종 송신 다이버시티 브랜치에 대해 비트-심볼 매핑(bit-to-symbol mapping)이 상이하게 수행되는 송신 다이버시티 방안을 이용하는 방법, 송신기, 및 수신기에 관한 것이다. 본 발명은 특히, 신뢰성이 없고 시변하는(time-varying) 채널 상태를 갖는 시스템에 적용하여 송신 에러를 방지하는 향상된 성능을 발휘할 수 있다.

배경기술

동일한 데이터에 관한 하나 이상의 리던던시 버전(redundancy version)이 더 이상의 다이버시티 브랜치를 (피드백 채널에 의해) 명시적으로 요구하지 않고 몇 개의(적어도 2개의) 다이버시티 브랜치에 대해 (ARQ 방안에서 재송신을 요구함으로써 행해지는 바와 같이) "디폴트에 의해(by default)" 송신되는 몇 개의 잘 알려진 송신 다이버시티 기법이 존재한다. 예를 들어, 송신 다이버시티로서 다음과 같은 방안이 고려된다. 즉,

·사이트(Site) 다이버시티 : 송신된 신호는 각종 사이트, 예를 들어 셀룰라 환경의 각종 기지국으로부터 발신된다.

- 안테나 다이버시티 : 송신된 신호는 상이한 안테나, 예를 들어 멀티안테나 기지국의 각종 안테나로부터 발신된다.
- 극성 다이버시티 : 송신된 신호는 각종 극성 상에 매핑된다.
- 주파수 다이버시티 : 송신된 신호는, 예를 들어, 각종 캐리어 주파수 또는 각종 주파수 호핑 시퀀스 상에 매핑된다.
- 시간 다이버시티 : 송신된 신호는, 예를 들어, 각종 인터리빙(interleaving) 시퀀스 상에 매핑된다.
- 멀티코드(Multicode) 다이버시티 : 송신된 신호는, 예를 들어, CDMA(Code Division Multiple Access) 시스템에서의 각종 코드 상에 매핑된다.

몇 가지 알려진 결합 기법이 존재한다. 다음과 같은 3개의 기법이 가장 통상적인 기법이다. 즉,

- 선택 결합(Selection Combining) : 디코딩하기 위한 최고 SNR을 갖는 다이버시티 브랜치를 선택하고, 나머지를 무시한다.
- 동등한 이득 결합(Equal Gain Combining) : 수신된 SNR 내의 차이를 무시하고 수신된 다이버시티 브랜치를 결합한다.
- 최대 비 결합(Maximal Ratio Combining) : 각 다이버시티 브랜치의 수신된 신호 대 잡음 비(Signal to Noise Ratio : SNR)을 고려하여 수신된 다이버시티 브랜치를 결합한다. 이 결합은 비트 레벨(예를 들어, 대수 우도 비(log-likelihood-ratios : LLR))에서 또는 변조 심볼 레벨에서 수행될 수 있다.

또한, 에러 검출/정정을 위한 통상적인 기법은 하이브리드(hybrid) ARQ(HARQ)라 불리우는, 포워드 에러 정정(FEC)과 결합된 자동 반복 요구(ARQ) 방안에 근거한다. 순환 중복 검사(Cyclic Redundancy Check : CRC)에 의해 패킷 내에서 에러가 검출되는 경우, 수신기는 부가의 정보를 송신(재송신)하도록 송신기에 요구하여 에러가 있는 패킷을 정확하게 디코딩하는 확률을 향상시킨다.

WO-02/067491 A1에서, 신호 콘스텔레이션(constellation) 재배치에 의해 연속적으로 요구된 재송신에 대한 비트 신뢰도를 평균화하는 하이브리드 ARQ 송신을 위한 방법이 개시되어 있다.

상기 공보에서 나타난 바와 같이, 고차 변조 포맷을 채용하는 경우(예를 들어, $\log_2(M) > 2$ 인 M-PSK, M-QAM), 하나의 변조 심볼 상에 3 이상의 비트가 매핑되고, 변조 심볼 상에 매핑된 비트는 그 내용 및 선택된 매핑에 따라 상이한 신뢰도를 갖는다. 이로 인해 대부분의 FEC(예를 들어, 터보 코드) 방안에 의해 보다 균일하게 분배된 비트 신뢰도의 입력에 비해, 저하된 디코더 성능을 초래하게 된다.

종래의 통신 시스템에서, 변조에 의존하는 비트 신뢰도의 편차가 고려되지 않기 때문에, 이 편차는 통상 수신기에서의 다이버시티 브랜치를 결합한 후에 남게 된다.

본 발명의 목적은 송신 에러에 대해 개선된 성능을 나타내는 방법, 송신기 및 수신기를 제공하는 것이다. 이러한 목적은 독립 청구항에서 개시된 바와 같은 방법, 송신기 및 수신기에 의해 해결된다.

본 발명은 이용 가능하고 구별 가능한 송신 다이버시티 브랜치에 상이한 신호 콘스텔레이션 매핑을 적용함으로써 수신기의 디코딩 성능을 향상시키는 개념에 근거한다. 이 개념은, 하나의 변조 심볼 상에 3 이상의 비트가 매핑되는 변조 포맷에 적용 가능한데, 이는 신호 콘스텔레이션 상에 매핑되는 비트에 대한 신뢰도의 편차를 내포하기 때문이다(예를 들어, 통상의 BPSK 및 QPSK 변조의 경우 변조 심볼 상에 매핑된 모든 비트는 동일한 신뢰도를 가짐). 이 편차는 채용된 매핑 및 실제 송신된 비트의 내용에 따라 달라진다.

주어진 임의의 수($N > 1$)의 이용 가능한 다이버시티 브랜치에 대해, 평균화 처리의 품질은 채용된 변조 포맷 및 하나의 변조 심볼 상에 매핑된 실제 비트 수에 따라 상이하다. 본 발명의 이해에 있어서, 평균화는 데이터 심볼의 상이한 비트들간에 평균적인 결합 비트 신뢰도(mean combined bit reliabilities)의 차이를 감소시키는 프로세스로서 이해되는 것이다. 차이가 남지 않는 완전한 평균화는 여러 다이버시티 브랜치 또는 경로를 이용한 후에만 달성될 수 있다 하더라도, 본 명세서의 문맥에서의 평균화는 평균적인 결합 비트 신뢰도의 차이를 감소시키는 방향으로의 임의의 프로세스 단계를 의미한다. 모든

이용 가능한 다이버시티 브랜치에 대해 평균적으로 동등한 SNR이라고 가정하면, 16-QAM 4 매핑(4 다이버시티 브랜치)의 경우 임의의 심볼 상에 매핑된 모든 비트에 대한 신뢰도를 완전하게 평균화하는 것이 요구될 수도 있다. 그러나, 예를 들어, 2개의 브랜치만이 이용 가능한 경우, 완전한 평균화는 가능하지 않다. 따라서, 평균화는 이하의 예에서 도시된 바와 같이 최상의 시도(best effort)에 근거하여 수행되어야 한다.

본 발명은 첨부 도면을 참조하여 후술하는 바람직한 실시예의 상세한 설명으로부터 보다 용이하게 이해될 것이다.

도면의 간단한 설명

- 도 1은 16-QAM 신호 콘스텔레이션에 대한 예를 도시하는 도면이고,
- 도 2는 16-QAM 신호 콘스텔레이션의 상이한 매핑에 대한 예를 도시하는 도면이며,
- 도 3은 16-QAM 신호 콘스텔레이션의 또 다른 2개의 예를 도시하는 도면이고,
- 도 4는 본 발명에 따른 통신 시스템의 예시적인 실시예를 도시하는 도면이며,
- 도 5는 복수의 신호 콘스텔레이션 패턴을 저장하는 테이블의 상세를 도시하는 도면이다.

실시예

후술하는 상세한 설명에는 그레이(Gray) 매핑에 의한 정방형 16-QAM에 대해 도시되어 있다. 그러나, 일반성을 벗어나지 않고, 도시된 예는, 다른 M-QAM 및 M-PSK($\log_2(M) > 2$ 인 경우) 포맷으로도 확장 가능하다. 또한, 동일한 비트 시퀀스를 양 브랜치(단일 리던던시 버전 방안)로 송신하는 송신 다이버시티 방안에 대한 예가 도시되어 있다. 그 다음에 또한, 부분적으로만 동일한 비트를 다이버시티 브랜치로 송신하는 송신 다이버시티 방안에 대한 확장이 달성될 수 있다. 다중 리던던시 버전을 이용하는 시스템에 대한 예는, 2001년 11월 16일 출원된 공동 계류 중인 EP 01127244에 기술되어 있다. 터보 인코더(Turbo encoder)를 가정하면, 시스템 비트(systematic bits)는, 패리티 비트에 비해 보다 높은 레벨에서 평균화될 수 있다.

수신기에서 구별 가능한 (예를 들어, CDMA 시스템의 상이한 확산 코드 혹은 스크램블 코드에 의해 또는 직교 브랜치를 생성하는 다른 기법에 의해) 2개의 생성된 다이버시티 브랜치를 갖는 송신 다이버시티 방안 및 동일한 리던던시 버전의 송신을 가정하면, 수신 다이버시티 브랜치는 통상 FEC 디코더에 적용하기 전에 수신기에서 결합된다. 일반적인 결합 기법은, 각각의 개별적인 수신 다이버시티 브랜치로부터 산출된 LLR(log-likelihood-ratios)를 가산함으로써 달성될 수 있는 최대 비 결합(maximal ratio combining) 기법이다.

수신된 변조 심볼 $r=x+jy$ 로부터 복조된 비트 b 의 신뢰도에 대한 소프트 메트릭(soft-metric)으로서의 LLR(log-likelihood-ratio)는 다음과 같이 정의된다. 즉,

수학식 1

$$LLR(b) = \ln \left[\frac{\Pr\{b=1|r\}}{\Pr\{b=0|r\}} \right]$$

도 1(바(bars))는 제각기 비트가 1인 로우(rows)/칼럼(columns)을 나타냄)로부터 알 수 있는 바와 같이, 신호 콘스텔레이션 상의 동상 성분 비트 및 직교 성분 비트의 매핑은 직교적이다(M-PSK의 경우, LLR 연산은 복소 성분으로 분리함으로써 단순화될 수는 없으나, 비트 신뢰도 평균화의 일반적인 프로시저어는 유사함). 따라서, 동상 성분 비트 i_1 및 i_2 에 초점을 맞추어도 충분하다. 그 다음에 q_1 및 q_2 에 대해 동일한 결론이 적용된다.

제 1 다이버시티 브랜치에 대한 비트-심볼 매핑에 도 1로부터의 매핑 1이 적용된다고 가정하면, 최상위 비트(MSB) i_1 및 최하위 비트(LSB) i_2 의 LLR(log-likelihood-ratio)는 가우시안 채널(Gaussian channel)에 대해 다음과 같은 수학식이 도출된다.

수학식 2

$$LLR(i_1) = \ln \left[\frac{e^{-K(x+x_0)^2} + e^{-K(x+x_1)^2}}{e^{-K(x-x_0)^2} + e^{-K(x-x_1)^2}} \right]$$

수학식 3

$$LLR(i_2) = \ln \left[\frac{e^{-K(x-x_1)^2} + e^{-K(x+x_1)^2}}{e^{-K(x-x_0)^2} + e^{-K(x+x_0)^2}} \right]$$

여기서 x는 정규화된 수신 변조 심볼 r의 동상 성분을 나타내고, K는 신호 대 잡음 비에 비례하는 계수(factor)이다. 균일한 신호 콘스텔레이션($x_1=3x_0$, 정규 16-QAM)의 가정 하에, 수학식 2 및 3은, S. Le Goff, A. Glavieux, C. Berrou의 "Turbo-Codes and High Spectral Efficiency Modulation," IEEE SUPERCOMM/ICC '94, Vol.2, pp. 645-649, 1994, 및 Ch. Wengerter, A. Golitschek Elder von Elbwart, E. Seidel, G. Velev, M. P. Schmit의 "Advanced Hybrid ARQ Technique Employing a Signal Constellation Rearrangement," IEEE Proceedings of VTC 2002 Fall, Vancouver, Canada, September 2002에 도시된 바와 같이, 이하의 수학식 4 및 5에 의해 매우 양호하게 근사화될 수 있다.

수학식 4

$$LLR(i_1) \approx -4Kx_0x$$

수학식 5

$$LLR(i_2) \approx -4Kx_0(2x_0 - |x|)$$

임의의 송신된 변조 심볼에 대한 i_1 및 i_2 의 평균 LLR은 표 1에 도시된 값을 산출한다($4Kx_0^2$ 를 Λ 로 치환함). 여기에서의 평균이란, 임의의 송신 콘스텔레이션 포인트에 대한 평균 수신값이, 이 송신 콘스텔레이션 포인트에 정확하게 부합한다는 것을 의미한다. 물론, 개개의 샘플은 파라미터 K에 따른 잡음에 의한 영향을 받는다. 그러나, 가우시안 채널의 경우 잡음 처리의 평균값은 0이다. 송신 변조 심볼이 $0q_11q_2$ 및 $1q_11q_2$ 의 경우(q_1, q_2 는 임의의 값임), 평균 $LLR(i_1)$ 의 크기는 평균 $LLR(i_2)$ 의 크기보다 크다. 이것은, MSB i_1 에 대한 LLR이 LSB i_2 의 내용에 따라 달라지는 것, 예를 들어, 도 1에서 i_1 은 i_2 의 논리값이 1인 경우보다 높은 평균 신뢰도를 갖는다는 것을 의미한다(최좌측 및 최우측 칼럼). 따라서, 송신 변조 심볼의 균일한 분포를 가정하면, MSB i_1 의 평균 50%에 대해, i_2 의 LLR의 약 3배의 크기를 갖는다.

[표 1]

| 심볼 ($i_1q_1i_2q_2$) | x의 평균값 | 평균 $LLR(i_1)$ | 평균 $LLR(i_2)$ |
|--------------------------|--------|-------------------------|-----------------------|
| $0q_10q_2$ | x_0 | $-4Kx_0^2 = -\Lambda$ | $-4Kx_0^2 = -\Lambda$ |
| $0q_11q_2$ | x_1 | $-12Kx_0^2 = -3\Lambda$ | $4Kx_0^2 = \Lambda$ |
| $1q_10q_2$ | $-x_0$ | $4Kx_0^2 = \Lambda$ | $-4Kx_0^2 = -\Lambda$ |
| $1q_11q_2$ | $-x_1$ | $12Kx_0^2 = 3\Lambda$ | $4Kx_0^2 = \Lambda$ |

표 1은 수학식 4 및 5에 따른 도 1의 매핑 1에 대한 신호 콘스텔레이션의 동상 성분에 대해 매핑된 비트에 대한 평균 LLR를 나타낸다.

이제, 예를 들어, 동일한 비트 시퀀스를 송신하는 제 2 송신 다이버시티 브랜치를 추가하면, 종래 기술의 방안은 제 1 다이버시티 브랜치에 동일한 매핑을 채용할 수도 있다. 여기서, 도 2에 따른 제 2 신호 콘스텔레이션 매핑(매핑 2)을 채용하는 것이 제안되어 있으며, 매핑 2에서는 표 2에 주어진 평균 LLR를 산출한다(물론, 도 3에 도시된 콘스텔레이션 중 하나도 또한 가능함).

[표 2]

| 심볼 ($i_1q_1i_2q_2$) | x의 평균값 | 평균 LLR (i_1) | 평균 LLR (i_2) |
|---------------------------------|-----------------|---------------------|---------------------|
| 0q ₁ 0q ₂ | x ₀ | -Λ | -3Λ |
| 0q ₁ 1q ₂ | x ₁ | -Λ | 3Λ |
| 1q ₁ 0q ₂ | -x ₀ | Λ | -Λ |
| 1q ₁ 1q ₂ | -x ₁ | Λ | Λ |

표 2는 도 2의 매핑 2에 대한 신호 콘스텔레이션의 동상 성분에 대해 매핑된 비트에 대한 평균 LLR를 나타낸다.

이제 콘스텔레이션 재배치(매핑 1+2)를 적용하는 경우에 있어서의 수신 다이버시티 브랜치의 소프트 결합된 LLR와, 동일한 매핑(매핑 1+1, 종래 기술)을 적용하는 경우에 있어서의 수신 다이버시티 브랜치의 소프트 결합된 LLR를 비교하면, 콘스텔레이션 재배치를 적용하는 결합된 평균 LLR 값이 보다 균일한 분포(크기: 2×6Λ 및 6×2Λ 대신에 4×4Λ 및 4×2Λ)를 갖는다는 것을 표 3으로부터 알 수 있다. 대부분의 FEC 디코더(예를 들어, 터보 코드 및 콘볼루션 코드)의 경우 이것은 보다 나은 디코딩 성능을 발휘한다. 조사에 의하면, 특히 터보 인코딩/디코딩 시스템은 월등한 성능을 나타낸다는 것이 판명되었다. 이 선택된 매핑은 소모적이지 않으며 동일한 요건을 충족시키는 보다 많은 매핑 조합을 발견할 수 있음에 주의해야 한다.

[표 3]

| 송신 다이버시티 브랜치 | 심볼 ($i_1q_1i_2q_2$) | 콘스텔레이션 재배치 (매핑 1+2) | | 종래기술 재배치 없는 경우 (매핑 1+1) | |
|-----------------|---------------------------------|---------------------------|---------------------|-------------------------------|---------------------|
| | | 평균 LLR (i_1) | 평균 LLR (i_2) | 평균 LLR (i_1) | 평균 LLR (i_2) |
| 1 | 0q ₁ 0q ₂ | -Λ | -Λ | -Λ | -Λ |
| | 0q ₁ 1q ₂ | -3Λ | Λ | -3Λ | Λ |
| | 1q ₁ 0q ₂ | Λ | -Λ | Λ | -Λ |
| | 1q ₁ 1q ₂ | 3Λ | Λ | 3Λ | Λ |
| 2 | 0q ₁ 0q ₂ | -Λ | -3Λ | -Λ | -Λ |
| | 0q ₁ 1q ₂ | -Λ | 3Λ | -3Λ | Λ |
| | 1q ₁ 0q ₂ | Λ | -Λ | Λ | -Λ |
| | 1q ₁ 1q ₂ | Λ | Λ | 3Λ | Λ |
| 결합 1+2 | 0q ₁ 0q ₂ | -2Λ | -4Λ | -2Λ | -2Λ |
| | 0q ₁ 1q ₂ | -4Λ | -4Λ | -6Λ | 2Λ |
| | 1q ₁ 0q ₂ | 2Λ | -2Λ | 2Λ | -2Λ |
| | 1q ₁ 1q ₂ | 4Λ | 2Λ | 6Λ | 2Λ |

표 3은 매핑 1 및 2를 채용할 때와 매핑 1을 2번 채용할 때의 다이버시티 브랜치에 대한 신호 콘스텔레이션의 동상 성분에 대해 매핑된 비트에 대한 (브랜치 당) 평균 LLR 및 결합된 평균 LLR를 나타낸다.

이하에 4개의 다이버시티 브랜치를 갖는 예가 설명될 것이다. 여기서, 2개의 다이버시티 브랜치에 대해 동일한 원리가 적용된다. 그러나, 4개의 다이버시티 브랜치가 이용 가능하고 2개의 다이버시티 브랜치에 의한 평균화는 완전하지 않으므로, 별도의 매핑을 이용하여 평균화 처리를 향상시킬 수 있다.

도 3은 다이버시티 브랜치 1 및 2에 대해 매핑 1 및 2가 이용된다고 하는 가정 하에(도 1 및 도 2), 다이버시티 브랜치 3 및 4에 대한 별도의 매핑을 도시한다. 그 결과, 평균화가 완전하게 수행될 수 있어, (모든 송신에 대해 동일한 SNR을 가정하여) 임의의 심볼 상에 매핑된 모든 비트는, 동등한 평균 비트 신뢰도를 가질 것이다. 표 4는 제안된 콘스텔레이션 재배치를 적용하는 LLR과 적용하지 않는 LLR를 비교한다. 결합된 LLR를 보다 상세하게 보면, 콘스텔레이션 재배치를 적용하면 모든 비트 신뢰도에 대한 크기는 6Λ로 된다.

선택된 매핑은 소모적이지 않으며, 동일한 요건을 충족시키는 보다 많은 매핑 조합을 발견할 수도 있음에 또한 주의해야 한다.

[표 4]

| 송신 다이버시티 브랜치 | 심볼 ($i_1q_1i_2q_2$) | 콘스텔레이션 재배치 (매핑 1+2+3+4) | | 종래기술 재배치 없는 경우 (매핑 1+1+1+1) | |
|--------------------|--------------------------|-------------------------------|---------------------|-----------------------------------|---------------------|
| | | 평균 LLR (i_1) | 평균 LLR (i_2) | 평균 LLR (i_1) | 평균 LLR (i_2) |
| 1 | $0q_10q_2$ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ |
| | $0q_11q_2$ | -3Λ | Λ | -3Λ | Λ |
| | $1q_10q_2$ | Λ | $-\Lambda$ | Λ | $-\Lambda$ |
| | $1q_11q_2$ | 3Λ | Λ | 3Λ | Λ |
| 2 | $0q_10q_2$ | $-\Lambda$ | -3Λ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ |
| | $0q_11q_2$ | $-\Lambda$ | 3Λ | -3Λ | Λ |
| | $1q_10q_2$ | Λ | $-\Lambda$ | Λ | $-\Lambda$ |
| | $1q_11q_2$ | Λ | Λ | 3Λ | Λ |
| 3 | $0q_10q_2$ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ |
| | $0q_11q_2$ | $-\Lambda$ | Λ | -3Λ | Λ |
| | $1q_10q_2$ | Λ | -3Λ | Λ | $-\Lambda$ |
| | $1q_11q_2$ | Λ | 3Λ | 3Λ | Λ |
| 4 | $0q_10q_2$ | -3Λ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ | $-\Lambda$ |
| | $0q_11q_2$ | $-\Lambda$ | Λ | -3Λ | Λ |
| | $1q_10q_2$ | 3Λ | $-\Lambda$ | Λ | $-\Lambda$ |
| | $1q_11q_2$ | Λ | Λ | 3Λ | Λ |
| 결합 1+2+3+4 | $0q_10q_2$ | -6Λ | -6Λ | -4Λ | -4Λ |
| | $0q_11q_2$ | -6Λ | 6Λ | -12Λ | 4Λ |
| | $1q_10q_2$ | 6Λ | -6Λ | 4Λ | -4Λ |
| | $1q_11q_2$ | 6Λ | 6Λ | 12Λ | 4Λ |

표 4는 매핑 1 내지 4를 채용할 때와 매핑 1을 4번 채용할 때의 다이버시티 브랜치에 대한 신호 콘스텔레이션의 동상 성분에 대해 매핑된 비트에 대한 (브랜치 당) 평균 LLR 및 결합된 평균 LLR를 나타낸다.

상이한 매핑 방안을 적용함으로써 콘스텔레이션 재배치가 수행되는 경우, 도 1, 도 2, 도 3에 도시한 바와 같이 다수의 상이한 매핑을 채용하는 것으로 종료될 수 있다. 모든 송신 다이버시티 브랜치에 대해 동일한 매핑(mapper)(예를 들어, 도 1)이 유지되어야 하는 경우, 예를 들어 매핑 2는, 매핑 1로부터 다음과 같은 연산에 의해 얻어질 수 있다. 즉,

- 원래의 비트 i_1 및 i_2 의 위치 교환
- 원래의 비트 q_1 및 q_2 의 위치 교환
- 원래의 비트 i_1 및 q_1 의 논리 비트 반전

이와 달리, 위치 1 및 2에서 종료되는 이들 비트가 또한 반전될 수 있다(동일한 비트 신뢰도 특성에 의해 상이한 매핑이 초래됨).

따라서, 다음의 표는 어떻게 매핑 1 내지 4(또는, i_1, i_2, q_1 및 q_2 에 대한 동등한 비트 신뢰도에 의한 매핑)를 얻는가에 대한 예를 제시하며, 여기서 비트는 제 1 송신을 항상 나타내며, 문자 위의 긴 대시(dash)는 해당 비트의 논리 비트 반전을 나타낸다.

[표 5]

| 매핑 번호 | 인터리버 및 인버터 기능 |
|-------|--|
| 1 | $i_1q_1i_2q_2$ |
| 2 | $\bar{i}_2\bar{q}_2\bar{i}_1\bar{q}_1$ or $i_2q_2\bar{i}_1\bar{q}_1$ |
| 3 | $\bar{i}_2\bar{q}_2i_1q_1$ or $i_2q_2i_1q_1$ |
| 4 | $i_1q_1\bar{i}_2\bar{q}_2$ or $\bar{i}_1\bar{q}_1\bar{i}_2\bar{q}_2$ |

표 5는 변조 심볼 상에 매핑된 비트의 인터리빙(인트라 심볼 인터리빙) 및 논리 반전에 의한 콘스텔레이션 재배치의 다른 구현 예를 나타낸다.

일반적으로 $N > 1$ 인 다이버시티 브랜치에 대해서는, (신뢰도의 차이 감소를 의미하는) 비트 신뢰도 평균화 처리가 유지되는 한, 매핑의 차수 및 선택은 무관하며, 적어도 2개의 상이한 매핑이 채용되어야 한다.

채용된 매핑 수의 관점에서의 바람직한 실현 예.

○M-QAM

$\cdot \log_2(M)$ 의 상이한 매핑을 채용

$\cdot \log_2(M)/2$ 의 상이한 매핑을 채용

○M-PSK

$\cdot \log_2(M)$ 의 상이한 매핑을 채용

$\cdot \log_2(M)/2$ 의 상이한 매핑을 채용

$\cdot 2\log_2(M)$ 의 상이한 매핑을 채용

각각의 개별적인 송신 다이버시티 브랜치에 대해, 송신기에서의 변조 및 수신기에서의 복조를 위해 적용된 신호 콘스텔레이션 매핑이 부합할 필요가 있다. 이것은 다이버시티 브랜치를 위해 적용될 적절한 매핑 또는 매핑의 조합을 나타내는 파라미터를 적절하게 시그널링(signaling)으로써 달성될 수 있다. 이와 달리, 송신 다이버시티 브랜치에 대해 적용될 매핑의 정의는, 사전 정의된 시스템일 수도 있다.

도 4는 본 발명에 따른 통신 시스템의 예시적인 실시예를 도시한다. 보다 구체적으로, 통신 시스템은 복수의 다이버시티 브랜치(40A, 40B, 40C)로 이루어지는 통신 채널을 통해 통신하는 송신기(10) 및 수신기(20)를 포함한다. 도 4에 3개의 다이버시티 브랜치가 도시되어 있으나, 당 분야의 통상의 지식을 가진 자라면, 임의의 수의 브랜치가 선택될 수도 있다는 것이 명백해질 것이다. 데이터 소스(11)로부터는, 데이터 패킷이 FEC 인코더(12), 바람직하게는 FEC 터보 인코더로 공급되어, 에러 정정용의 리던던시 비트가 추가된다. FEC 인코더로부터 출력된 비트는, 변조기로서 작용하는 매핑 유닛(13)에 계속해서 공급되어, 테이블(15) 내에 콘스텔레이션 패턴으로서 저장된 적용 변조 방식에 따라 형성된 심볼이 출력된다. 이 데이터 심볼은 송신 유닛(30)에 공급되어, 브랜치(40A-40C)를 통해 송신된다. 수신기(20)는 수신 유닛(35)에 의해 데이터 패킷을 수신한다. 그리고 나서 비트는, 디매핑 유닛(21)에 입력된다. 디매핑 유닛(21)은, 테이블(15) 내에 저장되어, 이들 심볼의 변조 동안 사용되었던 것과 동일한 신호 콘스텔레이션 패턴을 이용하여 복조기로서 기능한다.

하나의 다이버시티 브랜치를 통해 수신된 복조 데이터 패킷은, 계속해서 결합 유닛(23)에서 적어도 하나의 다른 다이버시티 브랜치를 통해 수신된 데이터 패킷과 결합하는 임시 버퍼(22)에 저장된다.

도 5에 도시된 바와 같이, 테이블(15)은 사전 결정된 방식에 따른 개별적인 다이버시티 브랜치를 통해 개별적인 송신을 위해 선택되는 복수의 신호 결합 패턴 #0,,#n을 저장한다. 이 방안, 즉 변조/복조를 위해 사용된 신호 콘스텔레이션 패턴의 시퀀스는, 송신기 및 수신기에 사전 저장되거나 혹은 사용 전에 송신기로부터 수신기로 시그널링된다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

무선 통신 시스템에 있어서 송신기로부터 수신기로 데이터를 송신하는 방법에 있어서,

상기 송신기에서 제 1 변조 방안을 이용하여 데이터를 변조해서 제 1 데이터 심볼을 얻는 단계-상기 채용된 변조 방안은 $\log_2(M) > 2$ 인 M-PSK, M-QAM과 같은 고차 변조 방안이며, 여기서 데이터 심볼 상에 매핑된 데이터 비트는 선택된 변조 방안에 따라 상이한 비트 신뢰도를 가짐-와,

상기 제 1 데이터 심볼을 제 1 다이버시티 브랜치(diversity branch)를 통해 상기 수신기로 송신하는 단계와,

상기 송신기에서 제 2 변조 방안을 이용하여 상기 데이터를 변조해서 제 2 데이터 심볼을 얻는 단계와,

상기 제 2 데이터 심볼을 제 2 다이버시티 브랜치를 통해 상기 수신기로 송신하는 단계와,

상기 수신기에서 상기 제 1 및 제 2 변조 방안에 각각 대응하는 제 1 및 제 2 복조 방안을 이용하여, 상기 수신된 제 1 및 제 2 데이터 심볼을 복조하는 단계와,

상기 복조된 데이터를 다이버시티 결합하는 단계

를 포함하며,

상기 제 1 및 제 2 다이버시티 브랜치에 대한 상기 제 1 및 제 2 변조 방안은, 상기 데이터 비트를 결합한 후에, 결합된 비트 신뢰도 간의 차이가 감소되도록 선택되는 데이터 송신 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

송신될 데이터는 변조 이전에 포워드 에러 정정(FEC) 방안을 이용하여 인코딩되는 복수의 데이터 비트를 구비하는 적어도 하나의 데이터 패킷을 포함하는 데이터 송신 방법.

청구항 3.

제 2 항에 있어서,

채용된 인코딩 방안은 터보 코딩(Turbo coding) 방안인 데이터 송신 방법.

청구항 4.

삭제

청구항 5.

삭제

청구항 6.

제 1 항에 있어서,

상이한 변조 방안의 수는 $\log_2(M)$ 인 데이터 송신 방법.

청구항 7.

제 1 항에 있어서,

상기 송신용의 데이터는 동일한 데이터 비트 시퀀스를 갖는 단일의 리던던시 버전(redundancy version) 방안을 이용하여 변조되는 데이터 송신 방법.

청구항 8.

제 1 항에 있어서,

상기 송신용의 데이터는 부분적으로 동일한 비트의 다중 리던던시 버전 방안을 이용하여 변조되는 데이터 송신 방법.

청구항 9.

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 변조 방안을 정의하는 제 1 및 제 2 신호 콘스텔레이션 패턴은 메모리 테이블에 사전 저장되는 데이터 송신 방법.

청구항 10.

제 9 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 신호 콘스텔레이션 패턴은 상기 수신기로 시그널링(signal)되는 데이터 송신 방법.

청구항 11.

제 9 항 또는 제 10 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 신호 콘스텔레이션 패턴의 특성은, 상기 신호 콘스텔레이션 패턴 상에 매핑된 비트의 위치를 인터리빙(interleaving)하거나 당해 비트의 비트 값을 반전시킴으로써 얻어지는 데이터 송신 방법.

청구항 12.

제 11 항에 있어서,

상기 인터리빙은 심볼내(intra-symbol) 인터리빙을 초래하는 심볼로 수행되는 데이터 송신 방법.

청구항 13.

제 1 항에 있어서,

상기 데이터는 복수의 리던던시 버전으로 송신되고, 송신된 비트는 시스템(systematic) 비트 및 패리티(parity) 비트를 구비하며, 상기 시스템 비트는 각각의 리던던시 버전에 포함되어 있는 데이터 송신 방법.

청구항 14.

제 13 항에 있어서,

상기 시스템 비트에 대한 결합된 평균 비트 신뢰도는 상기 패리티 비트의 신뢰도보다 높은 데이터 송신 방법.

청구항 15.

무선 통신 시스템에 있어서 데이터를 수신기로 송신하는 송신기로서,

제 1 변조 방안을 이용하여 데이터를 변조해서 제 1 데이터 심볼을 얻는 매핑(mapping) 유닛-상기 채용된 변조 방안은 $\log_2(M) > 2$ 인 M-PSK, M-QAM과 같은 고차 변조 방안이며, 여기서 데이터 심볼 상에 매핑된 데이터 비트는 선택된 변조 방안에 따라 상이한 비트 신뢰도를 가짐-과,

제 1 다이버시티 브랜치를 이용하여 상기 제 1 데이터 심볼을 상기 수신기로 송신하는 송신 유닛

을 포함하며,

상기 매핑 유닛은, 제 2 변조 방안을 이용하여 상기 데이터를 변조해서 제 2 데이터 심볼을 얻고,

상기 송신 유닛은, 제 2 다이버시티 브랜치를 이용하여 상기 제 2 데이터 심볼을 상기 수신기로 송신하며,

상기 제 1 및 제 2 다이버시티 브랜치에 대한 상기 제 1 및 제 2 변조 방안은, 상기 데이터 비트를 결합한 후에, 결합된 비트 신뢰도 간의 차이가 감소되도록 선택되는 송신기.

청구항 16.

제 15 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 변조 방안을 정의하는 제 1 및 제 2 신호 콘스텔레이션 패턴을 사전 저장하는 테이블 수단을 더 포함하는 송신기.

청구항 17.

제 16 항에 있어서,

상이한 신호 콘스텔레이션 패턴을 얻기 위한 인터리버(interleaver) 또는 반전기를 더 포함하는 송신기.

청구항 18.

제 15 항에 있어서,

변조 이전에 상기 데이터를 인코딩하는 포워드 에러 정정(FEC) 인코더를 더 포함하는 송신기.

청구항 19.

무선 통신 시스템의 일부로서의 수신기로서,

제 1 및 제 2 변조 방안을 이용하여 각기, 변조되어, 제 1 및 제 2 다이버시티 브랜치를 통해 송신된 제 1 및 제 2 데이터 심볼을 각각 수신하는 수신 수단-상기 채용된 변조 방안은 $\log_2(M) > 2$ 인 M-PSK, M-QAM과 같은 고차 변조 방안이며, 여기서 데이터 심볼 상에 매핑된 데이터 비트는 선택된 변조 방안에 따라 상이한 비트 신뢰도를 가짐-과,

상기 제 1 및 제 2 변조 방안에 각각 대응하는 제 1 및 제 2 복조 방안을 이용하여 상기 수신된 제 1 및 제 2 데이터 심볼을 복조하는 디매핑(demapping) 유닛과,

상기 수신된 데이터 심볼을 다이버시티 결합하는 결합 유닛

을 포함하며,

상기 제 1 및 제 2 다이버시티 브랜치에 대한 상기 제 1 및 제 2 변조 신호 콘스텔레이션 방안은, 상기 데이터 비트를 결합한 후에, 결합된 비트 신뢰도 간의 차이가 감소되도록 선택되는 수신기.

청구항 20.

제 19 항에 있어서,

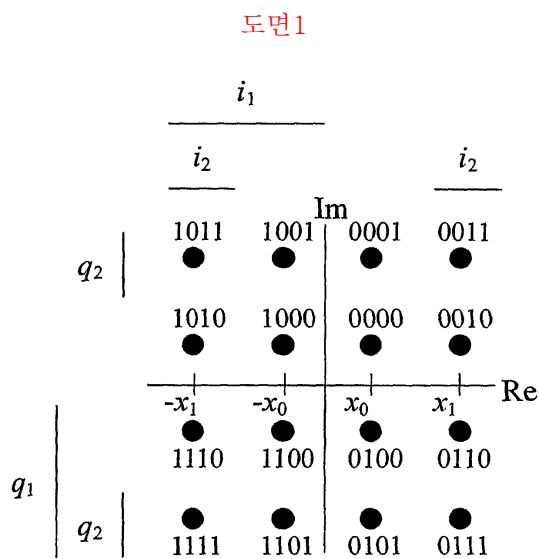
수신된 데이터를 결합하기 이전에, 상기 수신된 데이터를 저장하는 메모리 수단을 더 포함하는 수신기.

청구항 21.

제 19 항 또는 제 20 항에 있어서,

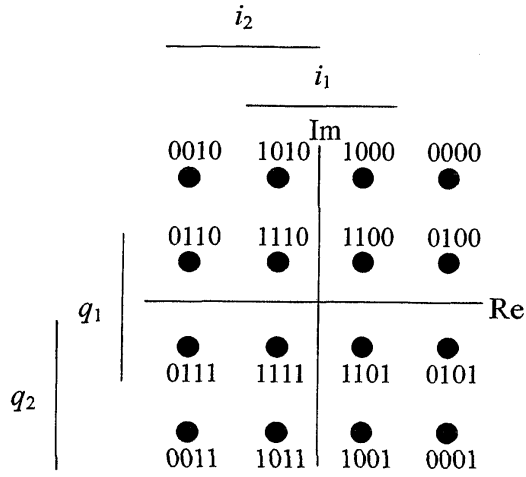
다이버시티 결합 이후에, 상기 결합된 제 1 및 제 2 데이터를 디코딩하는 포워드 에러 정정(FEC) 디코더를 더 포함하는 수신기.

도면



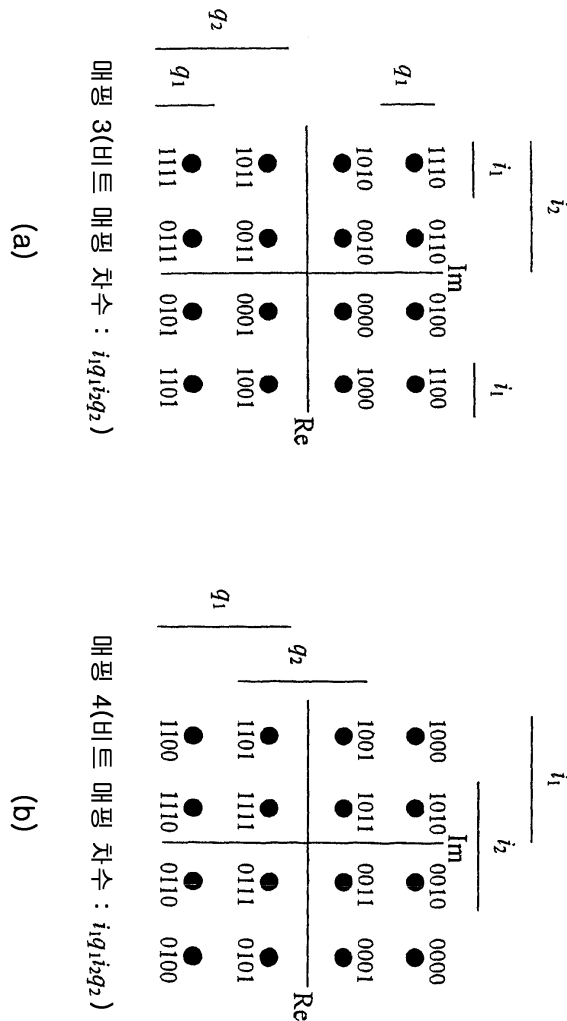
매핑 1(비트 매핑 차수 : $i_1q_1i_2q_2$)

도면2

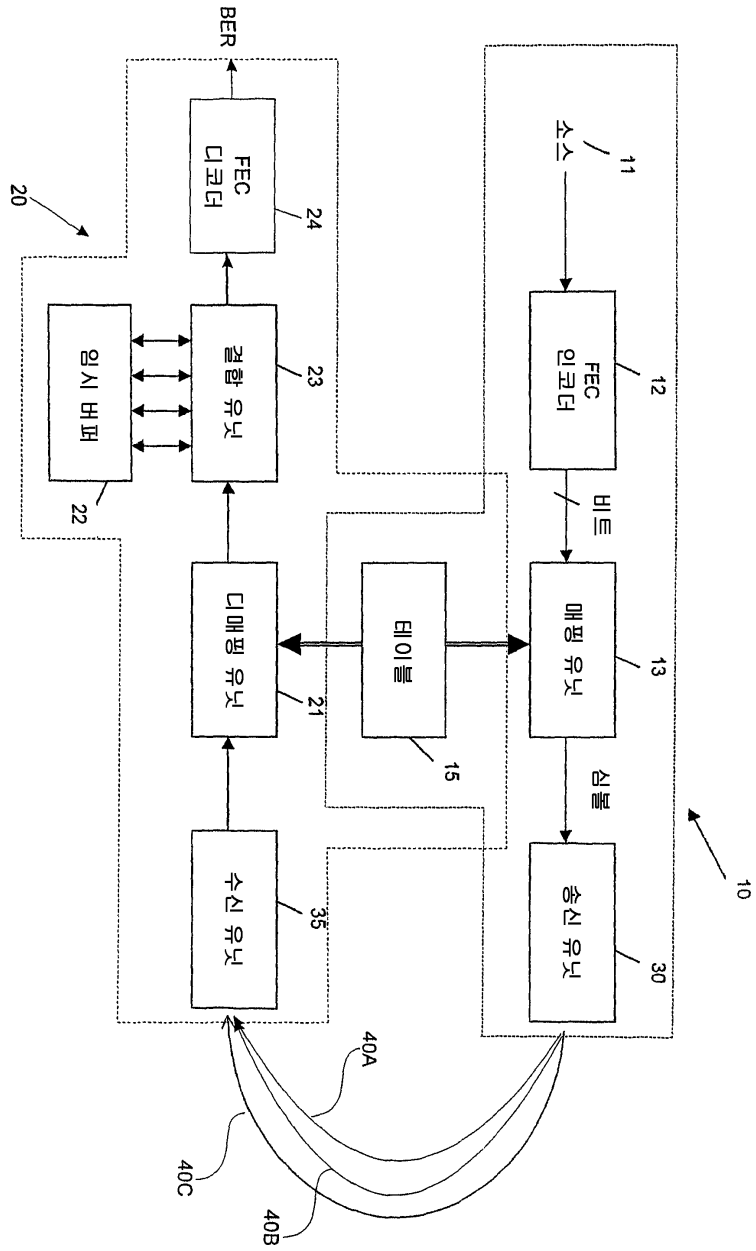


매핑 2(비트 매핑 차수 : $i_1q_1i_2q_2$)

도면3



도면4



도면5

