

Erasure 페이딩 채널 환경에서 새로운 공간 다중화 기법

준회원 김 호 준, 김 준 호, 종신회원 정 태 진, 김 철 성

New Spatial-Multiplexing Scheme for Erasure Fading Channels

Hojun Kim, Junho Kim *Associate Members*,
Taejin Jung, Cheolsung Kim *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 기존의 공간 다중화(Spatial-Multiplexing, SM) 기법과 직교 선부호기를 직렬 연결한 새로운 2×2 SM 기법을 제안한다. 실험 결과 제안된 기법은 기존의 SM과 비교하여 erasure가 발생하지 않는 채널 환경에서는 기존의 SM과 동일한 성능을 가지면서 erasure 채널 환경에서는 큰 성능 향상이 발생한다. 특히 수신 안테나들 사이에 상관 값이 커질 경우 더 큰 성능 향상이 발생한다.

Key Words : MIMO, SM, Fading channel, Erasure, DVB-NGH

ABSTRACT

This paper proposes a new 2×2 spatial-multiplexing(SM) scheme which is constructed by serially concatenating an orthogonal precoder with a conventional SM. Compared to the conventional SM, the proposed scheme achieves improved performance under erasure fading channels without any performance loss under non-erasure fading channels. Particularly the performance gain is more larger as a correlation value between two receive antennas increases.

1. 서 론

무선 통신 환경에서 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 시스템은 다수의 송-수신 안테나들을 사용하여 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있어 최근 다양한 고속 통신 시스템에 사용되고 있다. 특히 V-BLAST (Vertical Bell-labs Layered Space- Time)라고 불리는 공간 다중화(Spatial Multiplexing, SM) 기법^[1]은 각 송신 안테나를 통하여 독립적인 신호 스트림들을 동시에 전송함으로써 스펙트럼 효율이 높아진다는 큰 장점을 갖는다. 이러한 이유로 현재 유럽에서 차세대 이동 방송 시스템으로 진행 중인 DVB-NGH^[5]에서는 각각 2개의 송수신 안테나들을 사용하는 SM 기법을 표준으로 고려중으로 있다.

하지만 기존의 이동 통신 분야에서 개발된 SM 기

법을 방송 시스템에 적용 시 고려해야 될 사항들 중 하나로 SFN(Single Frequency Network) 환경에서 발생할 수 있는 erasure 페이딩 현상^[3,4]이다. 즉 기존의 방송 시스템 내 SFN 환경에서는 음영 지역을 없애기 위하여 각 송신국들이 동일한 신호를 동시에 전송하게 되는데 이로 인하여 수신단에서는 두 수신 신호의 간섭이 발생하여 최대 15% 확률로 신호가 사라지게 되는 erasure 현상이 발생하게 된다^[3,4]. 특히 기존의 SM 기법은 전송 데이터율은 높아지지만 다이버시티 이득 부족으로 수신단에서 성능 열화가 존재하는데 만약 SFN 환경에서 발생하는 erasure 페이딩 채널 환경에서는 더욱 급격한 성능 열화가 발생할 것을 쉽게 예측할 수 있다.

이러한 이유로 본 논문에서는 각각 2개의 송-수신 안테나들을 사용하는 기존의 SM 기법과 선부호기를

* 전남대학교 전자컴퓨터공학과(tjjung@chonnam.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-08-402, 접수일자 : 2010년 8월 17일, 최종논문접수일자 : 2010년 9월 29일

직렬 연결하여 erasure 페이딩 채널 환경에서 큰 성능 향상을 얻을 수 있는 새로운 SM 기법을 제안하고자 한다. 특히 새로운 기법은 직교 특성을 갖는 선부호기를 사용함으로써 erasure가 발생하지 않는 채널 환경에서는 기존의 SM 기법과 동일한 성능을 가지게 된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 새로운 SM 기법을 제안한다. 제 III장에서는 시뮬레이션 결과를 제시하고 기존의 SM 기법과 성능 비교 및 분석한다. 마지막으로 제 VI장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 새로운 SM 기법

본 논문에서 제안하고자 하는 새로운 기법은 그림 1과 같이 기존의 2x2 SM^[1]과 선부호기를 직렬 연결한 구조이다.

먼저, 제안된 기법은 두 개의 QAM 변조 신호들로 구성된 입력 벡터 $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ 를 2x2 선부호기 Θ 에 곱하여 새로운 선부호화된 신호 벡터 $\mathbf{r} = [r_1, r_2]^T = \Theta\mathbf{x}$ 를 발생한다. 본 논문에서는 선부호기 Θ 로 성상간의 거리를 일정하게 하는 아래와 같은 직교 행렬을 사용한다.

$$\Theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

이와 같이 발생된 두 개의 선부호화된 신호 r_i 는 그림 1과 같이 기존의 SM 기법으로 2개의 전송 안테나를 통하여 각각 전송된다. 독립적인 페이딩 채널을 통과한 후 2개의 수신 안테나에 수신된 신호 벡터 $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T$ 는 아래와 같다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{r} + \mathbf{n} \quad (2)$$

여기에서 $\mathbf{h} = \begin{bmatrix} e_{1,1}h_{1,1} & e_{2,1}h_{2,1} \\ e_{1,2}h_{1,2} & e_{2,2}h_{2,2} \end{bmatrix}$ 는 2x2 채널 행렬로서 $e_{i,j}$ 는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테

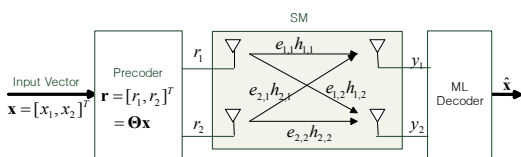


그림 1. 새로운 SM 기법

나 사이의 erasure 값으로 P_e 확률로 0과 $(1 - P_e)$ 확률로 1을 갖는 i.i.d.(independent identically distributed) discrete 확률 분포^[3,4]를 갖는다. 특히 이러한 독립적인 erasure 모델링은 SFN 환경에서 erasure 현상이 두 송신기들의 서로 다른 독립적인 채널 값들에 의하여 발생하는 현상이어서 송수신 안테나들 간 채널의 독립성이 보장되는 한 당연히 erasure 현상도 독립적이기 때문이다.

또한 $h_{i,j}$ 는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나 사이의 복소 페이딩 값으로 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균값과 0.5의 분산 값을 가지는 i.i.d. Gaussian 분포를 갖는다. 그리고 $\mathbf{n} = [n_1, n_2]^T$ 는 노이즈 벡터를 나타내며, n_i 는 i 번째 수신안테나에 대한 i.i.d. AWGN 샘플 값이며 실수와 허수 부분이 각각 $N_0/2$ 의 양방향 전력 밀도를 갖는다.

다음으로 수신단에서는 채널 행렬 \mathbf{h} 값을 완벽히 안다는 가정으로 모든 가능한 송신 부호 행렬들 중 수식 (2)의 \mathbf{y} 와 최소 Euclidean 거리에 있는 신호 벡터 $\hat{\mathbf{x}}$ 을 선택하는 다음과 같은 ML 복호를 수행하게 된다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{r}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}\mathbf{r}\|^2 \quad (3)$$

만약 그림 1 내 $\theta = 0^\circ$ 의 Θ 를 사용하면 선부호화된 \mathbf{r} 는 \mathbf{x} 와 동일하게 되며 따라서 제안된 기법은 기존의 SM 기법과 동일한 구조가 된다. 따라서 erasure 채널 환경일 경우 기존의 SM 성능 향상 여부는 제안된 기법에서 사용된 θ 의 최적 값이 0° 인지 여부로 귀착된다. 이러한 이유로 본 논문에서는 erasure 페이딩 채널 환경에서 θ 에 대한 최적화 작업을 수행하고자 한다. 본 논문에서는 이와 같은 최적화 작업 방법으로 수신단에서 평균 BER 계산 대신 그림 1 내 erasure 채널 상황을 세부적인 경우들로 나누어 각 성능을 분석하는 방법을 사용하도록 하겠다.

먼저 최적화 작업을 간단하게 하기 위하여 사용되는 변조방식은 4-QAM을 고려하도록 하겠다. 하지만 이 변조방식에 대한 최종 결과는 다른 높은 차수의 변조방식으로 쉽게 확장 가능하며 이에 대한 결과들은 추후 제시하도록 하겠다. 다음으로 2개의 수신 안테나들의 독립성과 대칭성을 고려할 때 특정 수신 안테나의 성능을 최적화하는 θ 는 당연히 전체 수신 성능을 최적화함을 쉽게 유추할 수 있으며 따라서 수신 복조시 아래와 같이 첫 번째 수신 안테나의 수신 신호 y_1 만을 고려하도록 하겠다.

$$y_1 = e_{1,1}h_{1,1}r_1 + e_{2,1}h_{2,1}r_2 + n_1 \quad (4)$$

$$= e_{1,1}h_{1,1}(\cos\theta x_1 + \sin\theta x_2) + e_{2,1}h_{2,1}(-\sin\theta x_1 + \cos\theta x_2) + n_1 \quad (5)$$

식 (5)의 수신 신호 y_1 에 대하여 송신 신호 복조 시 두 erasure 페이딩, $(e_{1,1}, e_{2,1})$ 값들에 따라 아래와 같은 총 4가지의 경우들이 발생하며 각 경우에 대하여 θ 의 영향에 대하여 검토하면 다음과 같다.

i) Case 1 : $(e_{1,1} = 0, e_{2,1} = 0)$

이 경우 수신단에서는 두 송신 신호 r_i 모두 erasure에 의하여 사라지게 되며 수식 (5)의 수신 신호에는 오직 노이즈만 존재하게 된다. 따라서 이 경우 θ 를 어떠한 값을 사용하든 수신 성능에 어떠한 영향도 주지 않는다.

ii) Case 2 : $(e_{1,1} = 1, e_{2,1} = 1)$

이 경우 채널은 erasure 현상이 전혀 발생하지 않는 non-erasure 페이딩 채널 환경이 되며 따라서 식 (5)의 수신 신호를 송신 신호에 대하여 재정리하면 아래와 같다.

$$y_1 = (h_{1,1}\cos\theta - h_{2,1}\sin\theta)x_1 + (h_{1,1}\sin\theta + h_{2,1}\cos\theta)x_2 + n_1 \quad (6)$$

$$= \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + n_1 \quad (7)$$

식 (7)를 자세히 보면 각 변조 신호에 대한 최종 채널 값들 α_1, α_2 는 θ 의 유니터리 특성으로 인하여 실제 채널 값들 $h_{1,1}, h_{2,1}$ 와 동일한 i.i.d. 복소 Gaussian 분포를 가짐을 확인 할 수 있다. 따라서 이 경우 역시 앞에서 언급한 첫 번째 경우와 마찬가지로 어떠한 θ 를 사용하든 수신 성능 변화는 발생하지 않는다. 이러한 이유로 만약 채널 환경이 erasure가 발생하지 않는 채널, 즉 $P_e = 0$ 일 경우 그림 1의 새로이 제안된 시스템은 기존의 SM과 동일한 성능을 가지게 된다.

iii) Case 3 : $(e_{1,1} = 1, e_{2,1} = 0)$

이 경우 수식 (5)를 재정리하면 다음과 같다.

$$y_1 = h_{1,1}(\cos\theta x_1 + \sin\theta x_2) + n_1 \quad (8)$$

$$= h_{1,1}s(x_1, x_2) + n_1 \quad (9)$$

최종 식 (9)를 보면 이 경우 채널 환경은 더 이상

두 개의 안테나 채널 환경이 아닌 $h_{1,1}$ 만 존재하는 single 페이딩 채널 환경임을 확인 할 수 있다.

따라서 수신 성능은 식 (9) 내 x_1 과 x_2 로 구성된 최종 신호 $s(x_1, x_2) = (\cos\theta x_1 + \sin\theta x_2)$ 의 성상 형태에 따라 달라질 것이며 따라서 θ 값은 최적의 성상이 되도록 유도되어야 할 것이다. 하지만 이미 알려진 사실로 2개의 QPSK 심볼들, 즉 총 4개의 비트들을 전송하는 최적의 rectangular 성상 구조는 일정한 전체 송신 에너지로 총 16개의 성상들 중 임의의 두 성상들 간의 최소 Euclidean 거리를 최대화하는 성상 구조, 즉 16-QAM이며 따라서 최적의 θ 는 $s(x_1, x_2)$ 가 16-QAM이 되도록 하는 값일 것이다.

이는 수학적으로 쉽게 유도 가능하며 한 예로서 그림 2와 같이 $\theta = \tan^{-1}(1/2)$ 이면 $s(x_1, x_2)$ 는 16-QAM 성상을 가지게 된다. 그림 2 내 d 는 x_1 과 x_2 의 4-QAM 성상들간 최소 거리를 나타낸다.

따라서 위와 동일한 방법으로 $s(x_1, x_2)$ 성상이 16-QAM이 되도록 하는 θ 값들을 모두 유도하면 $\tan^{-1}(1/2) \pm n\pi/2$ ($n = \text{정수}$)이다. 참고로 이 모든 각도 값들은 x_1 과 x_2 의 대칭성 및 독립성으로 인하여 동일한 수신 성능을 갖는다.

vi) Case 4 : $(e_{1,1} = 0, e_{2,1} = 1)$

이 경우 역시 case iii)와 동일한 분석 방법을 사용하면 $(-\sin\theta x_1 + \cos\theta x_2)$ 신호가 16-QAM 성상을 가지게 하는 θ 가 최적의 각도이며 따라서 위 경우와 동일한 $\theta = \tan^{-1}(1/2) \pm n\pi/2$ 가 유도된다.

위에서 유도한 최적의 각도 θ 는 4-QAM 변조 방식에 대한 값이며 다른 변조 차수의 QAM에서도 동일한 분석 방법으로 쉽게 유도 가능하다. 즉 임의의 변조 차수 M 의 QAM을 사용할 경우 최적의 θ 는 $(\cos\theta x_1 + \sin\theta x_2)$ 또는 $(-\sin\theta x_1 + \cos\theta x_2)$ 신호들이 M^2 의 변조 차수의 QAM 성상을 가져야 하며 따라서 $\theta = \tan^{-1}(1/\sqrt{M}) \pm n\pi/2$ 가 된다.

다음으로 그림 1의 제안된 기법에 대한 수신단 ML 복호는 식 (3)의 방법으로 이루어지는데 이를 송신 신

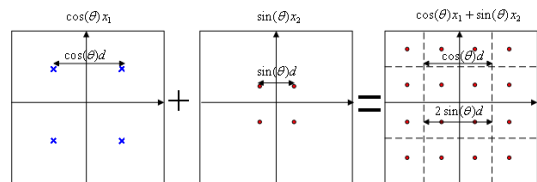


그림 2. $s(x_1, x_2)$ 성상 구조

호 벡터 \mathbf{x} 에 대하여 재정리하면 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}\theta\mathbf{x}\|^2 \quad (10)$$

$$= \underset{\mathbf{x}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}'\mathbf{x}\|^2 \quad (11)$$

즉 식 (11)을 보면 기존의 SM에 대한 복호 수식과 동일한 복호 구조를 가짐을 알 수 있으며 따라서 기존의 연구된 다양한 SM 복호 알고리즘들 모두 제안된 기법에 동일하게 적용 가능하다. 즉 제안된 기법은 기존의 SM과 동일한 복호 복잡도를 가지게 된다.

III. 실험 결과

이번 장에서는 각도 $\theta = \tan^{-1}(1/\sqrt{M})$ 을 사용한다. 그림 1의 제안된 SM 기법과 기존의 SM 기법의 성능 결과들을 제시한다. 본 실험에서 사용된 채널 부호는 기존의 DVB-T2^[2]에서 사용된 LDPC 부호(frame size=16,200, code rate=3/4)을 사용하였다. 채널 환경으로는 매 전송 심볼마다 독립적인 Rayleigh 페이딩 채널 값을 갖는다고 가정하였다. 또한 수신단에서는 이 채널 값들을 완벽히 추정 가능하다고 가정하였으며 복호단에서는 exact soft LLR 값을 이용한 sum-product 방식으로 복호를 수행하였다. 특히 본 실험에서는 현재 이동 방송 시스템에서 고려중으로 있는 cross-polarized 안테나들^[6]을 위하여 실제 발생할 수 있는 다양한 수신 안테나들 간 상관 값들 ($\rho = 0, 0.6, 0.9, 1$)에 대하여 실험을 수행하였다.

그림 3은 4-, 16-QAM 변조 방식들에 대하여 $P_e = 0\%$ (non-erasure), 15%의 erasure 채널 값으로

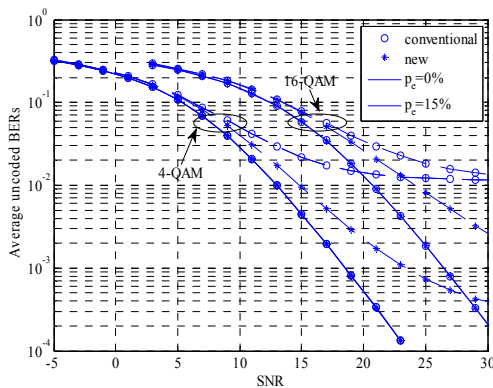


그림 3. Average uncoded BERs (4-,16-QAMs)

제안된 기법과 기존의 기법의 uncoded 성능 결과이다. 앞 장에서 예측한대로 두 기법 모두 $P_e = 0\%$ 에서는 동일한 성능을 보이지만 $P_e = 15\%$ 에서는 제안된 SM 기법이 향상된 성능을 보임을 알 수 있다. 이러한 성능 향상은 앞 장에서 설명한대로 두 안테나 채널 경로들 중 erasure에 의하여 임의의 하나의 채널 경로가 사라지더라도 θ 에 의한 선부호기에 의하여 x_1 과 x_2 가 모두 포함된 또 다른 수신 신호만으로 송신 심볼들을 복원 가능하기 때문이다. 즉 제안된 기법은 erasure 페이딩 채널 환경에서 선부호기를 이용하여 각 신호의 정보들이 두 송신 안테나 들에 동시에 전송됨으로써 다이버시티 이득 2를 얻게 되는 것이다.

특히 그림 4, 5를 보면 $P_e = 15\%$ 일 경우 수신 안테나들 간 상관 값 ρ 가 증가함에 따라 성능 향상이 더 존재함을 확인 할 수 있다. 이는 ρ 값이 증가할수록, 즉 두 수신 안테나들 간 상관 값이 증가할수록 송신 심볼들을 복원할 수 있는 수신 정보들이 점점

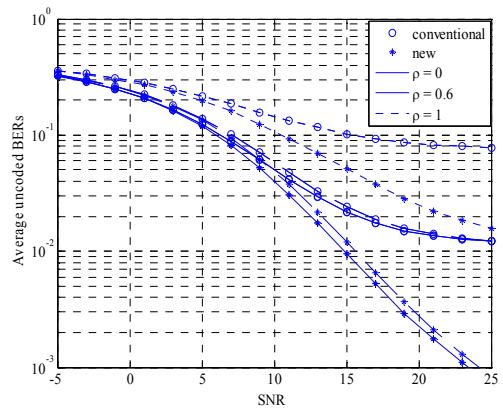


그림 4. Average uncoded BERs (4-QAM, $P_e = 15\%$)

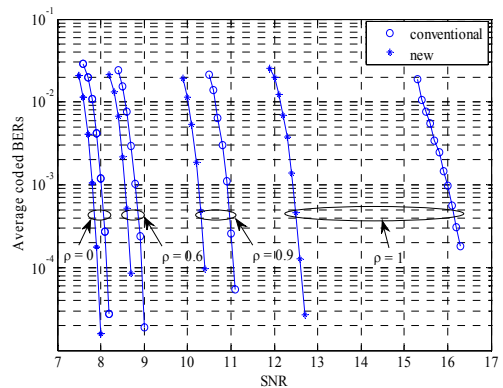


그림 5. Average coded BERs (4-QAM, $P_e = 15\%$)

부족해지며 따라서 erasure에 의한 성능 열화가 더욱 커져 상대적으로 제안된 기법의 다이버시티 효과가 더욱 커지기 때문이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 erasure 페이딩 채널 환경에서 기존의 2x2 SM 기법에 새로운 선부호기를 직렬 연결하여 성능 향상을 얻는 새로운 구조를 제안한다. 실험 결과 제안된 구조는 erasure 페이딩 채널 환경에서 월등한 성능 향상을 보이며 non-erasure 페이딩 채널 환경에서는 기존의 기법과 동일한 성능을 보인다. 그리고 수신 안테나들 간 상관 값이 커질수록 더 큰 성능 향상을 보임을 알 수 있다. 더불어 제안된 구조는 기존의 SM 기법과 수신단 ML 복호 시 동일한 복호 복잡도를 갖는다.

참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini and M Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment whenn using multiple antennas," Wireless Pers. Commun., Vol.6, pp.311-335, Mar. 1998.
- [2] "Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)", ETSI EN 302 755, v1.1.1, Sep. 2009.
- [3] C. A. Nour and C. Douillard, "Improving BICM performance of QAM constellations for broadcasting applications", 5th International Symposiumon Turbo Codes and Related Topics, Lausanne, Switzerland, pp.55-60.
- [4] C. A. Nour and C. Douillard, "Rotated QAM constellation to improve BICM performance for DVB-T2", IEEE 10th International Symposiumon Spread Spectrum Techniquesand Applications: ISSSTA' 08, Bologna, Italy, pp. 354-359.
- [5] DVB TM-H NGH, "Call for Technologies (CfT)", V1.0, DVB TM-NGH 019r6/TM 4270r2, Nov. 2009.
- [6] P. Moss, "2-by-2 MIMO portable reception channel model for dula-polar terrestrial transmission," BBC R&D, July 2008.

김 호 준 (Hojun Kim)

준회원



2009년 8월 전남대학교 전자
컴퓨터공학부
2009년 9월~현재 전남대학교
전자컴퓨터공학과 석사과정
<관심분야> 무선통신, MIMO
시스템

김 준 호 (Junho Kim)

준회원



2008년 8월 전남대학교 전자
컴퓨터공학부
2009년 3월~현재 전남대학교
전자컴퓨터공학과 석사과정
<관심분야> 무선통신, OFDM
시스템

정 태 진 (Taejin Jung)

중신회원



1996년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과
1998년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과 석사
2003년 8월 포항공과대학교 전
자전기공학과 박사
2003년 9월~2004년 2월 한국

전자통신연구원 선임 연구원

2004년 3월~2006년 2월 전남대학교 전임강사

2006년 3월~2010년 2월 전남대학교 조교수

2010년 3월~현재 전남대학교 부교수

<관심분야> 디지털방송, 이동 통신, 무선 통신

김철성 (Cheolsung Kim)

중신회원



1977년 서울대학교 전자공학과

1979년 서울대학교 전자공학
석사

1987년 Univ. of Arizona 전
자공학 박사

1973년 3월~1977년 2월 국방
과학 연구소 연구원

1977년 3월~1979년 2월 대우중공업 기술연구소
대리

1984년 3월~1984년 8월 국민대학교 강사

1985년 1월~1987년 11월 Univ. of Arizona RA

1987년 11월~1989년 3월 한국전자통신연구원

1989년 3월~현재 전남대학교 교수

<관심분야> 무선통신, 통신시스템