

Erasure 페이딩 채널 환경에서 새로운 공간 다중화 기법

준희원 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.

I. 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

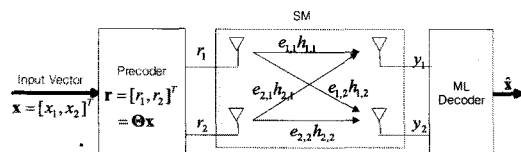


그림 1. 새로운 SM 기법

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.

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

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 최적화를 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 사용하는 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 유니타리 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 사용하는 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

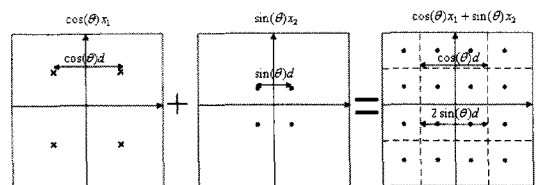


그림 2. $s(x_1, x_2)$ 성상 구조

호 벡터 x 에 대하여 재정리하면 다음과 같다.

$$\hat{x} = \arg \min_x \|y - h\theta x\|^2 \quad (10)$$

$$= \arg \min_x \|y - h'x\|^2 \quad (11)$$

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 사용한 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

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

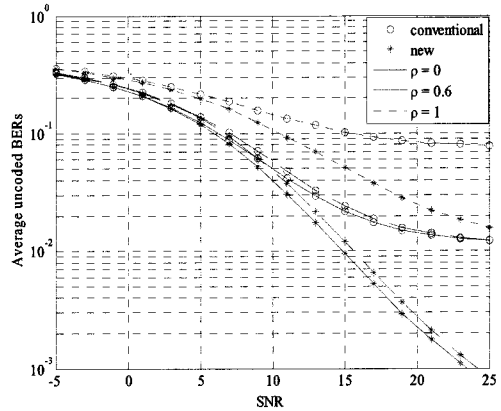


그림 4. Average uncoded BERs (4-QAM, $P_e=15\%$)

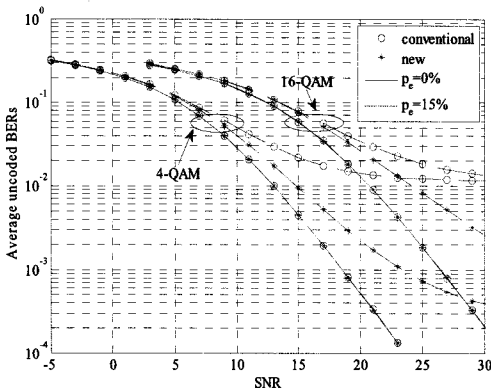


그림 3. Average uncoded BERs (4-,16-QAMs)

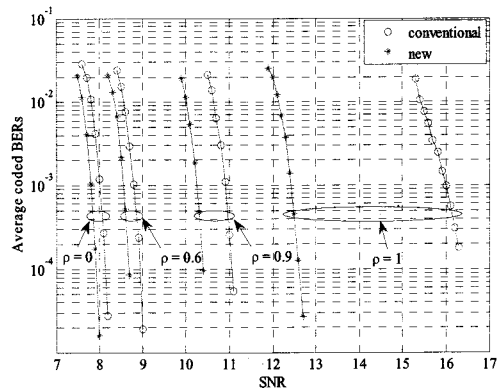


그림 5. Average coded BERs (4-QAM, $P_e=15\%$)

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

IV. 결 론

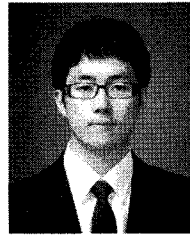
본 논문에서는 erasure 페이딩 채널 환경에서 기존의 2×2 SM 기법에 새로운 선부호기를 직렬 연결하여 성능 향상을 얻는 새로운 구조를 제안한다. 실험 결과 제안된 구조는 erasure 페이딩 채널 환경에서 월등한 성능 향상을 보이며 non-erasure 페이딩 채널 환경에서는 기존의 기법과 동일한 성능을 보인다. 그리고 수신 안테나들 간 상관 값이 커질수록 더 큰 성능 향상을 보임을 알 수 있다. 더불어 제안된 구조는 기존의 SM 기법과 수신단 ML 복호 시 동일한 복호 복잡도를 갖는다.

참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when 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 Symposium 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 Symposium Spread Spectrum Techniques and 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)

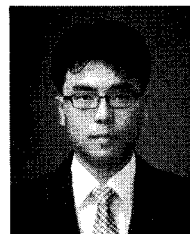
준회원



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)

중심회원



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