채널 부호화된 OFDM 시스템을 위한 공간 변조를 이용한 새로운 전송 기법

정회원 황 순 업*, 김 영 기**, 전 성 호***, 강 우 석*, 종신회원 서 종 수*

A Novel Transmission Scheme with Spatial Modulation for Coded OFDM Systems

Soon Up Hwang*, Young-Ki Kim**, Sungho Jeon***, Wooseok Kang* ***Regular Members***, Jong-soo Seo* ***Lifelong Member***

요 약

본 논문에서는 채널 부호화된 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템을 위한 공간 변조를 이용한 새로운 전송 기법을 제안한다. 공간 변조라 불리는 개루프 (open-loop) 방식의 다중 안테나 기술은 입력 데이터를 안테나 인덱스(index) 신호와 데이터 신호로 나누고, 안테나 인덱스 신호에 따라 다수의 송신안테나 중 하나의 송신안테나를 선택하여 데이터 신호를 전송한다. 공간 변조는 수신기에서 송신된 신호가 어떤 안테나로부터 보내졌는지를 의미하는 안테나 인덱스를 검출해야 하는데, 이를 위해서 채널 행렬의 직교성이 보장되어야 한다. 실제 채널은 무시하지 못할 정도의 채널 상관도로 인해 직교성을 유지하지 못한다. 또한 기존 공간 변조를 위한 수신기는 경판정 방식을 취하고 있으므로, 실제 시스템에 이를 활용하기가 어렵다. 본 논문에서는 기존의 공간 변조 기법이 연판정 수신을 할 수 있도록 소프트 출력 디맵퍼 (soft-output demapper)를 유도하고, 기존 기법의 수신 성능을 개선하기 위해 새로운 구조의 전송 기법을 제안한다.

Key Words : Spatial modulation, MIMO, OFDM, Coded system, Iterative decoding and detection

ABSTRACT

In this paper, a novel transmission scheme with spatial modulation is proposed for coded orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). The multiple-input multiple-output (MIMO) technique, so-called spatial modulation (SM), divides input data into antenna index and data signals, transmitting data signals through the specific antenna chosen by the antenna index. In order to retrieve data stream at the receiver, SM needs to detect the antenna index which means that data signals are transmitted via a certain antenna. For this reason, it should be guaranteed that channel matrix is orthogonal. For the real environment, a MIMO channel has difficulty in maintaining orthogonality due to spatial correlation. Moreover, the receiver of the conventional SM is operated by hard decision, so that this scheme has a limit to be adopted for practical systems. Therefore, soft-output demappers for the conventional and proposed schemes are derived to detect antenna index and data stream by soft decision, and a novel transmission scheme combined with spatial modulation is proposed to improve the bit error rate (BER) performance of the conventional scheme.

※ 본 연구는 방송통신위원회 및 정보통신연구진흥원의 방송통신정책연구센터 운영지원 사업의 연구결과로 수행되었음 (IITA-2009-C1091-0901-0007).

* 연세대학교 전기전자공학과(hsu77@younsei.ac.kr) ** LG전자 연구원 *** KBS 방송기술연구소 연구원

논문번호 : KICS2009-03-133, 접수일자 : 2009년 3월 3일, 최종논문접수일자 : 2009년 7월 1일

Ⅰ. 서 론

대용량의 멀티미디어에 대한 수요가 증가됨에 따라 변조 방식의 차수를 높이거나 다중 안테나 기술을 이용하는 등의 주파수 효율을 증대시키려는 연구가 많이 이루어지고 있다[1]-[3]. 그러나 잡음과 무선 채널에 의한 신호 왜곡으로 인해 64QAM(quadrature amplitude modulation) 이상의 고차 변조 방식을 사용하는 것은 한계가 있어, 다중 입출력(MIMO: multiple-input multiple-output) 신호를 활용하여 요구하는 데이터율과 수신 성능을 도달하려는 시도도 이루어지고 있다[4],[5].

개루프(open-loop) 방식의 다중 안테나 기술은 전송 다이버시티(transmit diversity) 기법과 공간 다중화(spatial multiplexing) 기법으로 나눌 수 있다. 전송 다이버시티는 공간영역에서의 송수신 다이버시티 이득을 통해 데이터 전송 신뢰도를 향상시키는 기법으로서 시공간 블록 부호(STBC: space-time block code)와 주파수 공간 블록 부호(SFBC: space-frequency block code), 시공간 트렐리스 부호(STTC: space-time trellis codes) 등이 있다[6, 15]. 공간 다중화는 다중 안테나를 통하여 독립적으로 데이터를 전송함으로써 데이터 전송률을 향상시키는 기법이며 복잡도 대비 성능면에서 V-BLAST(Vertical-Bell Laboratories Layered Space Time)[3]가 효율적인 기법으로 알려져 있다.

전송 다이버시티 기법은 전력 효율을 개선할 수 있는 반면에, 데이터율을 높이는데 한계가 있다. 주파수 효율을 높이기 위해 3GPP(3rd Generation Partnership Project), IMT(International Mobile Telecommunications)-Advanced 규격에서 공간 다중화 기법이 채용되었지만, 이는 수신 안테나에서 서로 다른 신호가 중첩되어 발생하는 동일 채널 간섭(co-channel interference)을 제거해야 하는 문제와 하나의 신호가 안테나 별로 서로 다른 시점에 도착하는 제약을 가지고 있다.

최근 소개된 개루프 방식의 공간 변조(SM: spatial modulation)[6-8, 12-14]는 V-BLAST와 달리, 동일 채널 간섭과 송신 신호간에 시간 동기를 근본적으로 피할 수 있는 장점이 있다. 공간 변조는 전송하고자 하는 비트의 일부는 송신 안테나를 선택하는 데 사용하고 나머지는 선택된 송신 안테나를 통해서 심볼 형태로 실제 무선 상으로 전송하게 된다. 따라서 수신기에서는 송신된 신호가 어떤 안테나로부터 보내졌는지를 의미하는 안테나 인덱스(index)를 정확하게 검출해야 하는데, 이를 위해서 채널 행렬의 직교성이 보장되어야 한다. 그렇지 않은 경우에는 안테나 인덱스에 대한 검출 성능이 떨어져 수신 신호 자체를 복원하지 못하는 문제가 발생한다.

[6-8]에서는 채널의 직교성이 유지된다고 가정하고 있으나, 이는 실제 무선 채널환경과 거리가 있다. 실측 결과를 보면, 일반적으로 다중 안테나를 사용하는 시스템은 송수신기에 모두 무시하지 못할 정도의 공간 상관도가 존재한다고 알려져 있다[9],[10]. 또한 지금까지의 공간 변조를 위한 수신기는 경판정 방식을 취하고 있으므로 실용적이지 못하다. 따라서 순방향 에러 정정(FEC: forward error correction)으로서 터보 부호(Turbo code) 또는 LDPC(low density parity check) 부호를 사용하는 디지털 방송 및 통신 시스템에 이를 활용하기에는 어려움이 있다.

본 논문에서는 기존의 공간 변조 기법이 연판정 수신을 할 수 있도록 소프트 출력 디맵퍼(soft-output demapper)를 유도하고, 기존 기법의 수신 성능을 개선하기 위해 새로운 구조의 전송 기법을 제안한다. 기존 기법은 채널 부호화기의 출력 신호를 변형하지 않고 그대로 공간 변조를 수행하지만, 제안된 기법에서는 안테나 인덱스 신호와 실제로 송신되는 데이터 신호에 대해 서로 다른 채널 부호화기를 통과시킨 후에, 공간 변조가 이루어진다. 또한 수신기에서 안테나 인덱스 신호에 대해서만 반복 검출 및 복호화(iterative detection and decoding)를 적용함으로써 전체적인 성능이 개선됨을 전산모의 실험을 통해 확인하였다.

Ⅱ. 기존 공간 변조

기존의 공간 변조 기법은 입력 데이터를 안테나 인덱스 신호와 데이터 신호로 나누고, 안테나 인덱스 신호에 따라 다수의 송신안테나 중 하나의 송신 안테나를 선택하여 데이터 신호를 전송하게 된다. 따라서 수신기에서 선택된 안테나에 대한 정보가 완벽하게 검출될 경우, SIMO(single-input multiple-output) 시스템에서 신호를 보내는 상황과 동일하게 되므로 수신안테나 수의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 또한 채널이 공간 상관도를 겪더라도 송수신 과정은 SIMO와 유사하기 때문에, 적은 복잡도로써 송신기에서 발생하는 상관도 문제를 피할 수 있다[12].

송수신 안테나가 개수가 각각 M과 N일 때의 공간 변조가 적용된 수신 신호 $\mathbf{y}$를 나타내면 식 (1)과 같다.

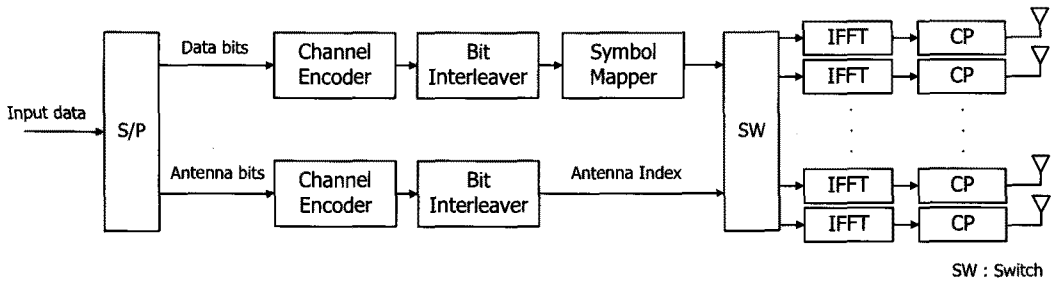


그림 1. 제안하는 송신기 구조
Fig. 1. Block diagram of the proposed transmitter

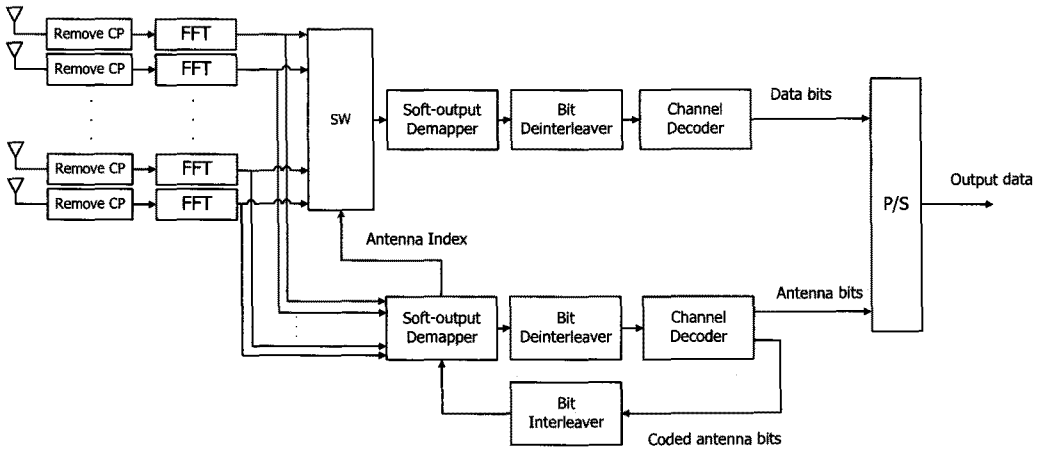


그림 2. 제안하는 수신기 구조
Fig. 2. Block diagram of the proposed receiver

$$\mathbf{y}=[\mathbf{h}_1\,\mathbf{h}_2\cdots\mathbf{h}_M]\mathbf{x}+\mathbf{n} \tag{1}$$

여기서 $\mathbf{h}_m$은 $m(m=1,\cdots, M)$번째 송신 안테나의 채널 벡터를 나타내고, 송신 신호 벡터 $\mathbf{x}$는 결정된 안테나 인덱스 m에 따라 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{x}&=[0\ 0\cdots\underset{\substack{\uparrow\\ m\text{번째 송신안테나 위치}}}{s}\ 0\cdots 0]^T\\ &=[\mathbf{0}_{m-1}\ s\ \mathbf{0}_{M-m}]^T\end{aligned} \tag{2}$$

s는 QAM(QPSK, 16QAM 등) 변조에 의해 출력된 복소 신호이며 전력은 1로 정규화 되었다. 0_l는 $1\times l$ 크기의 영벡터(zero vector)를 나타낸다. 잡음 벡터 $\mathbf{n}$의 각 성분들은 i.i.d(independent and identically distribution) 특성을 따르고 분산은 σ^2인 AWGN(additive white Gaussian noise)이다.

수신 신호를 바탕으로 안테나 인덱스 m을 획득하기 위해 기존 방식 [6][12]에서는 MRRC(Maximum Receive Ratio Combining) 기법, [14]에서는 ZF(Zero-Forcing) 기법 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error), [8]에서는 ML(Maximum Likelihood) 기법 등 경판정 방식에 기반을 둔 안테나 인덱스 추정기법을 사용한다. 이러한 방식들은 공통적으로 채널 행렬의 직교성이 보장될수록 정확한 안테나 인덱스 추정이 가능하다는 특징이 있다.

Ⅲ. 제안하는 전송 기법

제안하는 기법은 다중 안테나를 사용하는 OFDM 시스템을 위한 개선된 공간 변조 기법에 관한 것이다. [3-5]에서 가정하고 있는 채널 환경과 달리, 실제로는 채널 행렬의 직교성이 보장되지 않기 때문에 안테나 인덱스에 대한 검출성능이 현저히 떨어지고, 이는 데이터 신호를 검출하는데 있어 직접적으로 부정적인 영향을 준다. 본 논문에서는 이러한 성능열화를 해결하기 위해 안테나 인덱스 검출시 반복 복호 기법을 적용하여 검출 성능을 향상시키

는 기법을 제안한다. 기존의 공간 변조 기법에서는 채널 부호화를 적용하는데 있어, 경판정 방식만을 취하고 있으므로 그 성능에 한계가 있으며 실용적이지 못하다. 따라서 공간 변조 기법이 터보 부호화나 LDPC 부호화를 사용하는 실제 시스템에 활용될 수 있도록 소프트 출력 디맵퍼를 유도하였으며, 안테나 인덱스 검출 성능뿐만 아니라 전체적인 성능 개선을 위해 송수신기 구조를 새롭게 고안하였다.

1. 공간 변조를 이용한 제안하는 송수신 시스템

그림 1은 제안하는 전송 기법의 송신기 블록 다이어그램을 나타내 보인다. 기존 기법과 달리, 안테나 인덱스 신호에 대한 검출 성능을 개선하기 위해 안테나 인덱스 신호와 데이터 신호에 채널 부호화가 별개로 적용된다. 데이터 신호는 변조에 해당하는 맵퍼(mapper)를 거쳐 QAM계열의 복소 신호로 출력되고, 최종적으로 이 복소 신호는 안테나 인덱스 신호에 의해 결정된 송신안테나를 통해 전송된다.

그림 2는 제안하는 전송 기법에 정합된 수신기의 블록 다이어그램을 나타내 보인다. FFT를 통해 주파수 영역으로 변환된 k번째 부반송파의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}^k = \left[\mathbf{h}_1^k \mathbf{h}_2^k \cdots \mathbf{h}_M^k\right]\mathbf{x}^k + \mathbf{n}^k \tag{14}$$

우선, $1\times N$ 크기를 갖는 수신신호 벡터 $\mathbf{y}^k$는 안테나 인덱스를 검출하기 위한 연판정기(soft-output demapper)로 입력된다. 연판정기의 동작에 대해서는 Ⅲ장 2절에서 자세히 설명하기로 한다. 안테나 인덱스에 대한 연판정기 출력은 비트 디인터리버(bit deinterleaver)를 거쳐 채널 복호기(channel decoder)로 입력되어 채널과 잡음에 의해 발생된 오류가 정정된다. 그림 2와 같이 안테나 인덱스 검출을 위해 사용되는 채널 복호기의 출력은 두 개인데, 하나는 복호된 안테나 비트에 해당되고 다른 하나는 부호화된 안테나 인덱스 비트에 대한 로그 우도 비율(LLR: log likelihood ratio)이다. 엄밀히 말하면, 후자의 LLR은 각 비트의 외부 정보(extrinsic information)에 대한 확률 비율이고, 이는 다시 비트 인터리버를 거친 후 최대 사후(maximum a posteriori) 검출 방식의 연판정기에 대해 사전 정보(a priori information)로서 입력된다. 이와 같이 안테나 인덱스를 검출하는데 있어, 터보 원리(Turbo principle 혹은 Turbo equalization)가 적용됨으로써 그 검출 성능이 향상되는 동시에, 데이터 신호를 좀 더 정확하게 검출할 수 있도록 한다.

개폐기(switch)는 반복 복호에 의해 신뢰도가 향상된 안테나 인덱스 신호로부터 송신안테나 번호를 결정하고, 데이터 신호에 대한 연판정기는 결정된 송신 채널 벡터를 고려하여 최대 우도(maximum likelihood) 방식으로 사후 LLR을 구한다. 마찬가지로, 이는 비트 디인터리버를 거쳐 채널 복호기로 입력된다. 최종적으로 오류 정정된 데이터 비트와 안테나 비트를 역으로 다중화 함으로써 송신된 신호를 복원한다. 이후로는 수식을 간단히 표현하기 위해 부반송파에 대한 인덱스 k는 생략하기로 한다.

2. 연판정으로 수신하기 위한 소프트 출력 디맵퍼

상기와 같이 수신기에는 연판정 방식으로 신호를 복원하기 위해 두 가지 소프트 출력 디맵퍼가 있다. 안테나 인덱스 신호를 검출하기 위한 소프트 출력 디맵퍼는 최대 사후 검출 방식으로 동작하고, 데이터 신호 검출을 위한 소프트 출력 디맵퍼는 최대 우도 방식으로 동작한다.

2.1 안테나 인덱스 신호 검출을 위한 소프트 출력 디맵퍼

송신 안테나 수가 M=4개이고 QPSK 변조를 한다고 가정하였을 때, $i(i=1$ 또는 2)번째 안테나 비트에 대한 사후 $LLR(m^i)$은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} LLR(m^i) &= \log\frac{P(m^i=1|\mathbf{y})}{P(m^i=0|\mathbf{y})} \\ &= \log\frac{\sum_{\hat{\mathbf{m}}\in\mathbf{m}_1^i}\sum_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathrm{X}} P(\mathbf{y}|\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}},\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}})P(\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}})}{\sum_{\hat{\mathbf{m}}\in\mathbf{m}_0^i}\sum_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathrm{X}} P(\mathbf{y}|\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}},\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}})P(\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}})} \end{aligned} \tag{3}$$

여기서, $\mathbf{m}_1^i$과 $\mathbf{m}_0^i$는 각각 i번째 비트가 1과 0을 갖는 안테나 신호 벡터이고, $\mathbf{h}_{\hat{\mathbf{m}}}$는 $\hat{\mathbf{m}}$ $\{\hat{\mathbf{m}}\in\mathbf{m}|1,2,3,4\}$번째 송신 안테나에 해당하는 채널 벡터이며, 이를 인 2진수(binary)로 표현하면 $\{00,01,10,11\}$로 나타낼 수 있다. X $\{\mathrm{x}\in\mathrm{X}|\pm 1/\sqrt{2}\pm 1/\sqrt{2}\}$는 QPSK 성상도 집합이다. 안테나 신호와 데이터 신호는 상관성이 없고, 비트 인터리버에 의해 안테나 비트들은 서로 독립적이라고 가정한다면, 식 (3)은 식 (4)와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$LLR(m^i)=\log\frac{\sum_{\mathbf{m}\in\mathbf{m}_1^i}\sum_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathbf{X}}\exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}-\mathbf{h}_{\hat{m}}\hat{\mathbf{x}}\|^2}{\sigma^2}\right)\prod_{i\neq j}P(m^j)}{\sum_{\mathbf{m}\in\mathbf{m}_0^i}\sum_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathbf{X}}\exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}-\mathbf{h}_{\hat{m}}\hat{\mathbf{x}}\|^2}{\sigma^2}\right)\prod_{i\neq j}P(m^j)}+\log\frac{P(m^i=1)}{P(m^i=0)} \quad (4)$$

또한 반복 수신의 초기에는 안테나 신호 비트의 0 또는 1일 발생 확률이 1/2로 동일하다고 가정할 수 있으므로, 이에 대한 사전 LLR은 무시될 수 있다. 따라서 기존 SM에서 이를 구하는 경우에는 안테나 비트에 대한 사전 LLR이 주어지지 않는 것으로 보면 된다.

2.2 데이터 신호 검출을 위한 소프트 출력 디맵퍼

데이터 신호에 대한 LLR을 구하기 위해 안테나 비트에 대한 채널 복호기 출력 중 부호화된 안테나 비트의 사후 LLR은 경판정 되어 개폐기로 전달된다. 개폐기는 이 값을 기준으로 추정된 채널 행렬에서 해당 벡터를 선택하여 수신 신호와 함께 데이터 신호 검출을 위한 소프트 출력 디맵퍼로 입력을 준다. 안테나 벡터가 $\hat{\mathbf{m}}$이면서 데이터 신호의 q (q= 1 또는 2)번째 비트에 대한 사후 $LLR(x^q)$은 식 (5)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}LLR(x^q)&=\log\frac{P(x^q=1,\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}}|\mathbf{y})}{P(x^q=0,\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}}|\mathbf{y})}\\&=\log\frac{\sum_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathbf{x}_1^q}P(\mathbf{y}|\mathbf{x}_1^q=\hat{\mathbf{x}},\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}})P(\mathbf{x}_1^q=\hat{\mathbf{x}})}{\sum_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathbf{x}_0^q}P(\mathbf{y}|\mathbf{x}_0^q=\hat{\mathbf{x}},\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}})P(\mathbf{x}_0^q=\hat{\mathbf{x}})}\end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{x}_1^q$과 $\mathbf{x}_0^q$는 각각 q번째 비트가 1과 0을 갖는 데이터 신호 벡터이고, 안테나 비트에 대한 확률 $P(\mathbf{m}=\hat{\mathbf{m}})$은 분자, 분모 공통으로 생략되고 데이터 비트들의 발생 확률이 동일하다고 가정한다면, 데이터 비트에 대한 LLR은 식 (6)과 같이 최대 우도 방식으로 간단하게 표현된다.

$$LLR(m^i)=\log\frac{\max_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathbf{x}_1^q}\exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}-\mathbf{h}_{\hat{m}}\hat{\mathbf{x}}\|^2}{\sigma^2}\right)}{\max_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathbf{x}_0^q}\exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}-\mathbf{h}_{\hat{m}}\hat{\mathbf{x}}\|^2}{\sigma^2}\right)} \quad (6)$$

Ⅳ. 전산 모의실험 및 결과 분석

제안하는 기법의 성능을 분석하기 위해 V-BLAST와 기존 공간 변조기법을 함께 비교하였다. V-BLAST은 MIMO-BICM(bit interleaved coded modulation) 시스템의 수신을 위해 사용되었다. 또한 기존 공간 변조기법의 최적 성능을 얻기 위해 [8]과 유사하게 최대 우도 방식의 소프트 출력 디맵퍼를 이용하여 채널 부호화가 적용된 수신 성능을 도출하였다. 전산 모의 실험은 6개의 다중 경로를 가지는 COST207-TU(typical urban) 채널[11]에서 수행하였으며, 도플러 주파수는 30Hz로 설정하였다. MIMO 채널 행렬의 각 성분들은 i.i.d를 따르며, 수신기에서 채널이 완벽하게 추정되었다고 가정한다. 채널의 대역폭은 6MHz이고 부반송파는 256개로 설정하였다. 채널 부호로는 터보 부호가 사용되었으며 터보 역부호화의 자체 반복 디코딩은 5회로 제한하였다.

그림 3은 부반송파당 4 비트의 주파수 효율을 갖는 시스템의 수신성능을 비교해 보인다. 기존 공간 변조 기법과 제안기법 모두 낮은 SNR에서는 잡음 성분으로 인해 안테나 검출이 정확하게 되지 않아, V-BLAST 보다 비트 오류율(BER: bit error rate) 성능이 떨어짐을 알 수 있다. 하지만 SNR이 높아짐에 따라 안테나 인덱스에 대한 검출 신뢰도가 개선되어 제안 기법의 BER 성능이 V-BLAST와 기존의 SM 기법 보다 우수한 성능을 보인다. 기존 SM 기법은 안테나 검출 성능이 개선되었음에도 불구하고, 전체적인 성능은 V-BLAST와 유사함을 알 수 있다. BER=10^{-4}를 기준으로 비교했을 때, 제안 기

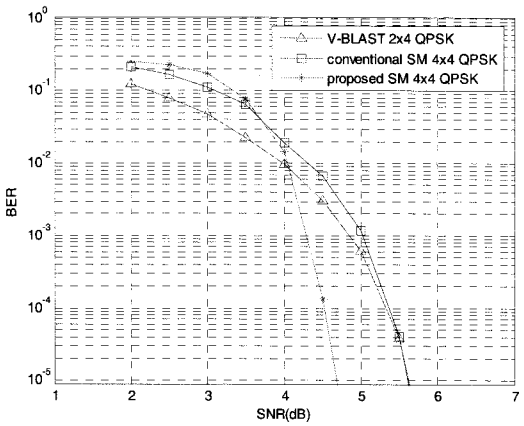


그림 3. 부반송파당 4bits일 때의 전송 기법들간의 수신 성능 비교
Fig. 3. Performance comparison of different transmission schemes (4bits/subcarrier)

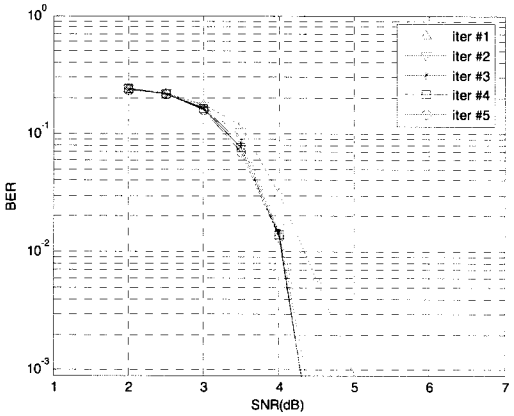


그림 4. 부반송파당 4bits일 때의 제안 기법의 반복 복호에 따른 안테나 신호 검출 성능
Fig. 4. Performances of antenna index with respect to the iteration number (4bits/subcarrier)

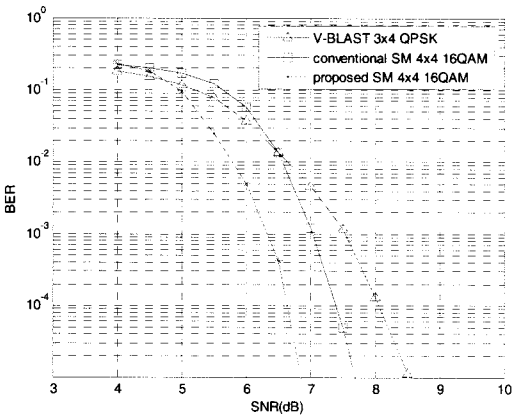


그림 5. 부반송파당 6bits일 때의 전송 기법들간의 수신 성능 비교
Fig. 5. Performance comparison of different transmission schemes (6bits/subcarrier)

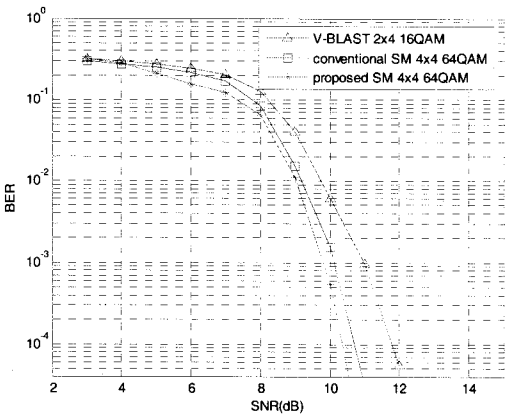


그림 6. 부반송파당 8bits일 때의 전송 기법들간의 수신 성능 비교
Fig. 6. Performance comparison of different transmission schemes (8bits/subcarrier)

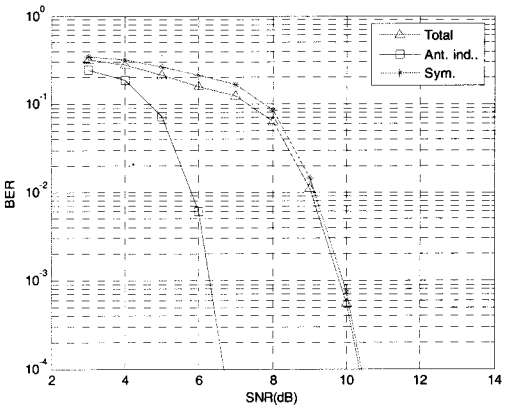


그림 7. 부반송파당 8bits일 때의 안테나 인덱스, 데이터, 전체 수신 성능 비교
Fig. 7. Performance comparison of antenna index, data and overall (8bits/subcarrier)

법은 V-BLAST에 비해 약 1dB의 SNR 이득을 보인다.

그림 4는 반복 수신 횟수에 따른 안테나 인덱스에 대한 검출 성능을 보인다. 최초 검출시에는 높은 오류율을 보이지만 복호가 반복됨에 따라 오류율이 개선됨을 알 수 있다.

그림 5와 6은 각각 부반송파 당 6 비트와 8 비트의 주파수 효율을 갖는 시스템의 수신 성능을 나타내 보인다. 제안 기법은 두 경우 모두에서 기존 SM 기법과 V-BLAST에 비해 성능이 우수하나, 8 비트의 주파수 효율에서는 기존 기법에 비해 그 성능 이득이 크지 않음을 확인할 수 있다.

이는 안테나 인덱스에 대한 검출 성능이 개선되더라도, 그림 7과 같이 64QAM으로 변조된 데이터 신호의 성능에 지배적인 영향을 받기 때문이다.

V. 결 론

본 논문에서는 공간 변조 기법을 활용하여 채널 부호화된 시스템을 위한 새로운 전송 기법을 제안하였다. 기존의 공간 변조는 다중 입출력 채널의 직교성이 보장되어야 최적의 성능을 얻을 수 있기 때문에 COST207-TU와 같은 실제 채널 환경에서는 V-BLAST에 비해 성능면에서 이득이 크지 않다.

제안 기법은 기존 기법의 수신 성능을 개선하기 위해 송신기 구조를 달리하였으며, 기존 기법에서 사용하는 경판정 검출 방식이 아닌, 연판정으로 수신하기 위한 소프트 출력 디맵퍼를 유도하였다. 또한 안테나 신호를 정확하게 검출하기 위하여 반복 수신을 적용하였으며, 그 성능을 전산모의 실험을

통해 확인하였다. 주파수 효율이 4비트 일때, BER= 10^{-4}에서 제안 기법은 V-BLAST에 비해 약 1dB의 SNR 이득을 갖는다.

참 고 문 헌

[1] H. Jiang and P. A. Wilford, "A hierarchical modulation for upgrading digital broadcasting systems," *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.51, No.2, pp.222-229, June 2005.

[2] 이광순, 임종수, 이수인, "Advanced T-DMB," 한국통신학회지, 제25권, 제4호, pp.56-61, 2008년 3월.

[3] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. URSI Int. Symp. Signals Syst. Electron.*, Vol.1, pp.295-300, Sept. 1998.

[4] X. Zhuang, F. W. Vook, S. Rouquette-Leveil, and K. Gosse, "Transmit diversity and spatial multiplexing in four-transmit-antenna OFDM," in *Proc. IEEE ICC*, May, 2003.

[5] S. U. Hwang and J-S, Seo, "A layered space-time-frequency coded transmission for MIMO-OFDM systems," in *Proc. IEEE SiPS*, 2007.

[6] R. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial modulation," *IEEE Trans. Veh.. Technol.*, Vol.57, No.4, pp.2228-2241, July 2008.

[7] R. Mesleh, S. Ganesan, and H. Haas, "Impact of channel imperfections on spatial modulation OFDM," in *Proc. IEEE PIMRC*, Sept., 2007.

[8] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, and L. Szczecinski, "Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis," *IEEE Commun. Letters*, Vol.12, No.8, pp.545-547, Aug. 2008.

[9] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE J. Select Areas Commun.*, Vol. 20, No.6, pp.1211-1226, Aug. 2002.

[10] *3GPP Technical Specification Group*, "Spatial channel model, SCM-134 text V6.0," Spatial Channel Model AHG(Combined ad-hoc from 3GPP and 3GPP2), Tech. Rep., Apr. 2003.

[11] COST207 TD(86)51-REV3(WG1), "Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests late 1986," Sept. 1986.

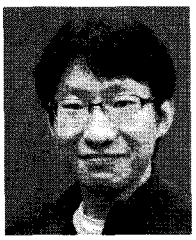
[12] R. Mesleh, H. Haas, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial Modulation-A New Low Complexity Spectral Efficiency Enhancing Technique," in *Proc. ChinaCom 2006*, pp.1-5, Oct. 2006.

[13] S. Ganesan, R. Mesleh, H. Haas, C. W. Ahn, and S. Yun, "On the Performance of Spatial Modulation OFDM," in *Proc. ACSSC 2006*, pp.1825- 1829, Oct. 2006.

[14] R. Mesleh, H. Haas, Y. Lee, and S. Yun, "Inter-channel Interference Avoidance in MIMO Transmission by Exploiting Spatial Information," in *Proc. IEEE PIMRC*, Vol.1, pp.141-145, Sept., 2005.

[15] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space - time codes for high-data-rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744 - 765, Mar. 1998.

황 순 업 (Soon Up Hwang) 정회원



2003년 한국외국어대학교 정보통신공학과 졸업

2005년 연세대학교 전기전자공학과 석사

2005년~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 방송/통신 시스템, 다중 안테나 기술, 반복 수신기(iterative receiver)

김 영 기 (Young-Ki Kim) 정회원

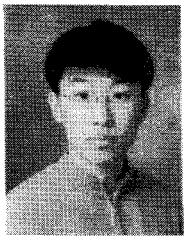
2007년 건국대학교 전기전자공학과 학사

2009년 연세대학교 전기전자공학과 석사

2009년~현재 LG전자 연구원

<관심분야> 디지털 방송/통신 시스템, 다중 안테나 기술, 반복 수신기(iterative receiver)

전 성 호 (Sungho Jeon) 정회원



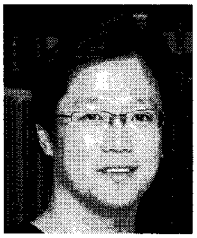
2005년 연세대학교 전기전자공학부 졸업

2007년 연세대학교 전기전자공학과 석사

2007년~현재 KBS 방송기술 연구소 연구원

<관심분야> 모바일 방송 표준, 차세대 방송 시스템

강 우 석 (Wooseok Kang) 정회원



1998년 연세대학교 전파공학과 학사

2000년 연세대학교 전기전자공학과 석사

2000년 3월~2008년 2월 LG전자 선임연구원

2008년~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<관심분야> Relay 통신 시스템, Cooperative 통신 시스템, MIMO 시스템

서 종 수 (Jong-soo Seo) 종신회원

1975년 연세대학교 전자공학과 졸업

1983년 Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 석사

1998년 Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 박사

1975년~1981년 LG정밀 중앙연구소

1987년~1989년 IDC, Canada 책임연구원

1990년~1992년 삼성종합기술원 정보 시스템 연구소 수석연구원

1992년~1995년 CAL, Canada 책임 연구원

1995년~현재 연세대학교 전기전자공학과 정교수

<관심분야> 디지털 방송/통신 시스템, 디지털 전송 방식, OFDM, CDMA