

논문 2010-47TC-7-13

무선 개인 영역망 환경에서 빔 스위칭과 시공간부호를 적용한 OFDM 전송방식의 성능

(Performance of OFDM using Beam-switching and Space-Time coding
in Wireless Personal Area Network)

윤 석 현*

(Seokhyun Yoon)

요 약

본 연구에서는 무선 개인 영역망 (WPAN, wireless personal area network) 환경에서 OFDM기반 전송을 위한 빔 스위칭 기술과 시공간부호 기술을 고려한다. 특히, 빔포밍 방법과 시공간부호를 이용한 공간 다이버시티 방식 그리고 이 둘을 결합한 빔포밍 기반 시공간 부호화 방식에 대한 성능 평가를 수행한다. 빔 포밍의 경우 RF단에서 빔포밍을 수행하는 Front-end 방식만을 고려하며 따라서 미리 정해진 코드북을 이용하는 블록 빔스위칭 방식에 대한 성능평가를 수행한다. 시공간부호를 이용한 공간 다이버시티 방식의 경우, 여러 개의 안테나 중 SNR 이득이 가장 큰 2개의 안테나를 선택하여 Alamauti 방식을 적용하는 안테나 선택 시공간부호 방식을 가정하여 성능평가를 수행한다. 빔포밍 기반 시공간부호화 방식에 대해서는 전체 안테나를 인접한 두 개의 안테나 그룹으로 나누고 각각의 안테나 그룹에 대해 독립적인 빔스위칭을 적용하는 방식을 고려하며 송수신단의 대칭성을 고려하여 수신단에서도 2개의 수신 안테나 그룹만을 사용하는 시스템만을 고려한다. 이 세가지 방식에 대한 성능 평가결과 시공간 부호화를 추가로 적용할 때 추가적인 이득이 얻어질 수 있음을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, we consider the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based transmission incorporating with beam-switching and space-time coding. Specifically, we consider three configurations: (1) the beamforming technique, (2) the spatial diversity technique and (3) their combination and evaluate the performance in wireless personal area network (WPAN) environment. For the beam-forming technique, we consider the beam-switching which is performed at RF front-end with a pre-defined set of beams and for the space-time coding, we consider the Alamauti scheme with antenna selection. For the combined scheme, we divide the antennas used into two group to generate two independent beams and apply the two-antenna Alamauti scheme over the two beams. For these three configurations, performance is evaluated in terms of the SNR gain.

Keywords: 빔스위칭, 시공간부호, OFDM

I. 서 론

Gbps 근거리 데이터 전송을 목표로 IEEE 802.15.3c 테스크 그룹은 현재 60GHz 미리미터파 전송대역을 위

한 WPAN의 표준화를 진행 중에 있다. 이러한 표준화에서 고려해야 하는 중요한 이슈의 하나는 적절한 하드웨어 비용 및 대역폭으로 시스템 수율을 최대화하는 것이며, 이를 위해서 주파수 영역 등화기를 갖는 단일 반송파 전송방식과 직교 주파수분할 다중 전송방식(OFDM)이 물리계층의 기반 기술이 고려되고 있다^[1]. 60GHz 대역을 사용하는 1차적인 이유는 이 대역이 스펙트럼 여유가 많아 고속의 데이터 전송에 요구되는 넓

* 정회원, 단국대학교 전자전기공학부
(Dept. of Eletronics, Dankook University)
※ 본 연구는 2009년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 수행되었음.
접수일자: 2010년4월5일, 수정완료일: 2010년7월14일

은 대역의 할당이 가능하기 때문이다. 그러나 이것이 60GHz 대역이 갖는 유일한 장점은 아니다. 60GHz 대역의 파장은 수 밀리미터 정도의 길이를 갖기 때문에 빔 형성 기술이나^[3~5] 공간 다중화 기술^[6~7]과 같은 다중 안테나 기술을 작은 크기의 포터블 기기 상에 구현하기가 용이하기 때문이다. 문제는 어떤 형태의 다중 안테나 기술이 WPAN 환경에서 보다 비용측면에서 효율적인 방식인가 이다.

일반적으로 다중 안테나 기술은 세 가지 형태로 분류할 수 있는데, 공간 영역을 어떻게 사용하는가에 따라 빔 형성 기술^[3~5], 공간 다중화 기술^[6~7] 그리고 공간 다이버시티 기술^[8~9]로 구분된다. 공간 다이버시티 기술은 소위 시공간 부호를 사용하여 다이버시티 차수를 높이는 방법으로 통신 채널의 outage가 1차적인 성능 지표이며, 대개 적은 하드웨어와 오버헤드 비용으로 쉽게 구현이 가능하다. 공간 다중화 기술의 경우 1차 목표는 여러 개의 안테나를 통해 다른 데이터를 전송함으로써 대역폭의 증가 없이 전송률을 향상시키는 것으로, 송신단과 수신단에서 채널의 상태정보를 적절히 이용하면 채널 행렬을 다중의 병렬 채널로 변환하는 것이 가능하며 결과적으로 송수신 안테나의 개수에 비례하는 수율의 향상을 얻을 수 있다. 그러나 공간 다중화 기술의 문제는 하드웨어 복잡도가 높아 WPAN용의 작은 포터블 기기 상에 구현이 어렵다는 것이다. 빔 형성 기술은 전통적인 다중안테나 기술로 1차적인 목적은 신호 송신 및 수신 시 방향에 대한 선택성을 이용하여 간섭을 줄이거나 통달거리를 늘리기 위한 것이다. 전송 수율의 관점에서 볼 때, 빔 형성 기술은 공간 다중화 기술보다 열등한데 그 이유는 공간 다중화가 다중의 병렬 채널을 각기 다른 데이터를 전송하는데 모두 이용하는 반면 빔 형성 기술의 경우 그 중 채널품질이 가장 좋은 것만 사용하는 방식이기 때문이다. 그러나 빔 형성은 공간 다중화에 비해 훨씬 적은 복잡도를 가질 뿐만 아니라 전송단이 완벽한 채널상태정보를 갖지 못하는 경우 빔 형성 기술이 최적한 것으로 보고되고 있다^[10~11].

802.15.3c에서 고려하는 서비스에서처럼 소형의 포터블 송수신기가 사용되는 경우에는 성능의 극대화 보다는 구현의 단순성이 보다 중요하며 따라서 공간 다중화 보다는 빔 형성 기술이나 간단한 시공간 부호를 사용하는 공간 다이버시티 기술이 보다 적합할 것으로 보인다. 따라서 본 논문에서는 이러한 상황을 고려하여 WPAN환경에서 빔 형성 기술과 시공간 부호 기술, 혹

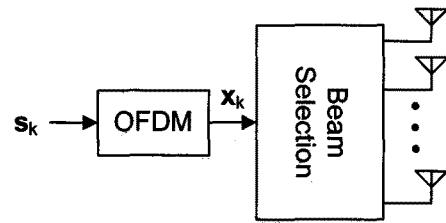
은 이 둘을 적절히 결합한 방식을 제시하고 이들 기법을 적용한 시스템의 성능 평가를 수행한다.

II. 시스템 모델

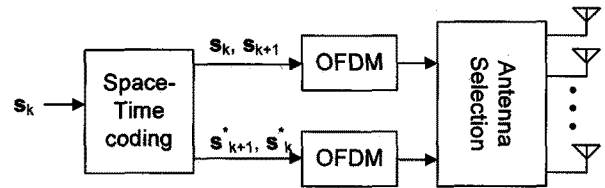
1. 시스템 모델

본 논문에서는 현재 표준에 반영되어 있는 빔 스위칭 기술과 Alamauti 방식에 기초한 시공간부호화 기술, 그리고 이 두 가지의 결합방식을 고려한다. 그림 1의 (a), (b) 및 (c)는 본 논문에서 고려하는 세 가지 시스템을 보여 준다.

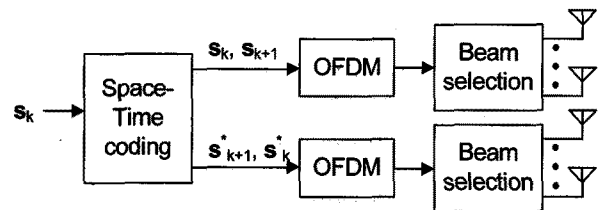
우선 (a)는 현재 WPAN 규격에 반영된 빔포밍/빔스위칭 시스템을 보여준다. 구현방식에 따라 부반송파 단위의 빔포밍을 할 수 있는 부반송파 별 최적 빔포밍과



(a) 빔포밍/빔스위칭 시스템
(현 WPAN에서 고려 중인 기본 구성)



(b) 안테나 선택 시공간 부호화 시스템
(Alamauti 방식)



(c) 빔포밍/빔스위칭을 결합한 시공간 부호화 시스템
(Alamauti 방식)

그림 1. 본 연구에서 고려하고자 하는 세 가지 다중안테나 전송 기법

Fig. 1. Three system models. (a) Beamforming/Beam-switching (b) Space-Time Coding with Antenna Selection (c) Combined Beamforming/Beam-switching and Space-Time coding

RF쪽의 위상천이기를 이용하는 블록 빔포밍 방식이 가능하며, 또한 코드북 기반의 빔스위칭과 적응형 빔포밍 등 다양한 방식이 가능하나 본 연구에서는 현재 802.15.3c WPAN 표준에서 고려중인 코드북 기반의 블록 빔스위칭 방식만을 고려한다. 이는 RF쪽의 위상천이기를 사용하며 미리 정의된 빔코드북에서 가장 좋은 것을 선택하여 사용하는 Front-end 빔스위칭 방식으로 하나의 OFDM 모뎀만을 사용하기 때문에 WPAN용 모뎀과 같은 소형의 디바이스에 적당한 방식이다.

(b)는 안테나 선택 시공간 부호화 (Alamauti 방식) 시스템으로 Alamauti 방식은 2개의 전송안테나를 사용하기 때문에 여러 개의 안테나 중 SNR이득이 가장 큰 2개의 안테나만을 선택하여 사용하는 방법이다. 물론, 3개 이상의 안테나를 지원하는 시공간 부호에 대한 연구가 있었고 이들을 사용하는데 구현상의 문제는 없으나 문제는 수신구조가 복잡해지기 때문에 WPAN용 모뎀과 같은 소형의 디바이스에 적용하는 데 무리가 있다. 따라서, 본 연구에서는 적절한 안테나 선택을 이용하는 Alamauti 방식만을 고려하고자 한다. 전송단에서 Alamauti 방식의 시공간 부호를 사용할 경우 수신단에서의 안테나 갯수는 제한이 없는데 많이 사용하면 할수록 안테나 개수에 비례하는 수신 다이버시티를 얻을 수 있다. 그러나 수신 안테나 개수만큼의 OFDM 복조기가 사용되어야 하므로 복잡도가 증가하며 따라서 본 연구에서는 송수신단의 대칭성을 고려하여 2개의 수신 안테나를 사용하는 시스템만을 고려한다.

(c)는 빔포밍/빔스위칭을 결합한 시공간 부호화 (Alamauti 방식) 시스템으로 기저대역 모뎀부분은 (b)의 안테나 선택 시공간 부호화 (Alamauti 방식) 시스템과 동일하나 안테나를 선택하는 대신 전체 안테나를 인접한 두 개의 안테나 그룹으로 나누고 각각의 안테나 그룹에 대해 독립적인 빔스위칭을 적용하는 방식이다. 수신단에서도 마찬가지로 안테나를 그룹핑하여 독립적으로 빔스위칭을 적용할 수 있으며 전송단이 2개의 안테나 그룹으로 그룹의 개수가 고정되는 반면 수신단에서의 안테나 그룹의 개수에는 제한이 없다. 물론 안테나 그룹을 많이 사용하면 할수록 안테나 그룹의 개수에 비례하는 수신 다이버시티를 얻을 수 있으나, 그룹 개수만큼의 OFDM 복조기가 사용되어야 하므로 복잡도가 증가하며 따라서 송수신단의 대칭성을 고려하여 2개의 수신 안테나 그룹을 사용하는 시스템만을 고려한다.

2. 시스템 동작 및 신호대 잡음비

가. 빔스위칭 시스템

우선, 송신기와 수신기의 빔 조정 벡터 (beam steering vector)를 각각 \mathbf{w} 와 \mathbf{c} 라 하자. (\mathbf{w} 와 \mathbf{c} 의 각 요소는 크기가 1인 복소수이다.) m 번째 부반송파에 대한 수신 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$r_m = \mathbf{c}^H \mathbf{H}_m \mathbf{w} \cdot \frac{x_m}{\sqrt{M_t}} + \mathbf{c}^H \mathbf{n}_m \quad (1)$$

여기서, \mathbf{H}_m 은 송신기와 수신기 간 채널 행렬로 크기는 $S \times U$ 이며 (u, s) 번째 원소 $H_{u,s}[m]$ 는 m 번째 부반송파의 채널 이득으로 이산시간 채널 임펄스 응답 $h_{u,s}[n]$ 의 N -point 이산 푸리에 변환으로 주어진다. 본 논문에서는 분석의 편리함을 위해 $E[\sum_0^{N-1} |h_{u,s}[n]|^2] = 1$ 의 조건을 이용하여 $E|H_{u,s}[m]|^2 = 1$ 을 가정한다. 또한, \mathbf{n}_m 은 $M \times 1$ 의 잡음벡터이며 이의 공분산 행렬은 $E[\mathbf{n}_m \mathbf{n}_m^H] = \sigma^2 \mathbf{I}$ 로 주어진다. $\sqrt{M_t}$ 은 전송전력 정규화 인자로 M_t 개의 전송 안테나를 사용하더라도 단일 안테나 전송 시와 동일하게 전체 전송전력이 1로 정규화 되도록 한다. \mathbf{w} 와 \mathbf{c} 의 각 요소는 크기가 1인 복소수이므로 $E|\mathbf{c}^H \mathbf{n}_m|^2 = M_t \sigma^2$ 이며, 따라서, m 번째 부반송파에 대한 신호대잡음비는 다음과 같이 얻어진다.

$$SNR_{m,BF}(\mathbf{c}, \mathbf{w}) = \frac{|\mathbf{c}^H \mathbf{H}_m \mathbf{w}|^2}{M_t M_r \sigma^2} \quad (2)$$

위에서 M_t, M_r, σ^2 는 \mathbf{w} 와 \mathbf{c} 에 독립이므로 다음에 기술될 신호대잡음비 최적화 문제에서 식(2)의 분자는 무시할 수 있다.

한편, 빔 형성을 통해 얻어지는 SNR 이득은 단일 안테나 시스템에서 얻어지는 SNR을 기준으로 평가되어야 하는데 이러한 단일 안테나 시스템의 SNR은 다음과 같다.

$$SNR_{m,single} = \frac{1}{\sigma^2} \quad (3)$$

위식은 정규화 조건 $E|H_{u,s}[m]|^2 = 1$ 을 이용하여 얻어지는데, 식 (2)와 (3)를 이용하면 빔형성을 통해 얻어지는 SNR 이득은 다음과 같이 표현된다.

$$G_m(\mathbf{c}, \mathbf{w}) \equiv \frac{SNR_{m,BF}(\mathbf{c}, \mathbf{w})}{SNR_{m,Single}} = \frac{1}{M_r M_t} |\mathbf{c}^H \mathbf{H}_m \mathbf{w}|^2 \quad (4)$$

이상적인 빔 형성: 이상적인 빔조정벡터 쌍, \mathbf{w}_{opt} 와 \mathbf{c}_{opt} 는 여러가지의 최적화 지표에 대해 정의될 수 있는데, 지수적 실효 SNR 맵핑(exponential effective SNR mapping)에 기초한 실효 SNR을 최적화 지표로 사용하면 빔 형성 이득은 다음과 같다.

$$[\mathbf{c}_{opt}, \mathbf{w}_{opt}] = \arg \max_{\mathbf{c}, \mathbf{w}} \left(-\frac{1}{\beta} \log \left(\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp(-\beta \cdot |\mathbf{c}^H \mathbf{H}_m \mathbf{w}|^2) \right) \right) \quad (5)$$

여기서 지수적 실효 SNR 맵핑은 다음의 식으로 얻어진다.

$$\exp(-\beta \cdot SNR_{eff}) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp(-\beta \cdot SNR_m)$$

일반적인 경우 위에서 논의한 빔형성을 통한 이득은 분석적으로 유도하기가 어렵다. 그러나 LOS 경로만 존재하는 특수한 상황에서는 빔형성을 통한 이득을 쉽게 유도할 수 있는 이때의 이득은 $G_{Bound} = M_r M_t$ 로 주어지며^[18], 명백히, 다음의 조건을 만족한다.

$$G(\mathbf{c}, \mathbf{w}) \leq G_{Bound} = M_r M_t \quad (6)$$

적용형 빔 형성의 경우 함축적으로 빔 조정 벡터 \mathbf{w} 와 \mathbf{c} 가 주어진 최적화 지표에 따라 반복적인 과정을 통해 조정되는 것을 가정하는 데이터 형태에 빔 탐색은 기본적으로 데이터 혹은 파일럿 신호의 연속적인 전송을 요구하며 때로는, 송수신기 모두가 빔 조정 벡터를 적절히 조정하기 위해, 수신기로부터 송신기로의 채널 정보 피드백이 요구된다. 그러나, 현실적으로, 그러한 연속적인 신호의 전송이 이루어질 수 없는 경우가 있는데 특히 WPAN이나 WLAN과 같이 여러 개의 노드가 동시에 데이터를 주고받는 다중 포인트 패킷망의 경우가 그러하다. 빔 스위칭은 또 다른 형태의 빔 탐색 프로토콜로 여기서는 미리 정의된 집합의 빔조정 벡터, 즉 빔 codebook 만이 사용된다. 빔 스위칭에서는 우선 송신기가 데이터 패킷을 전송하기 전에 프리앰블이라고 하는 파일럿 신호를 여러 번 전송하여 수신기가 빔 codebook에 정의된 빔들 중 최선의 빔 조정 벡터 쌍을 선택하도록 하고 송신기에서 사용해야 할 빔 조정 벡터의 인덱스를 송신단에 알려주면 이들의 빔 조정 벡터 쌍을 이용하여 데이터를 전송한다. M개의 안테나로 K개의 빔을 형성하여 사

용하는 경우, 빔 codebook은 $M \times K$ 의 행렬 $W(M, K)$ 로 정의하며, 이 행렬의 (m, k) 번째 원소는 다음과 같이 주어진다^[15].

$$w_{m,k}^{(M,K)} = j^{f_{m,k}}, \quad \text{with } f_{m,k} = \text{round} \left(\frac{m \cdot \text{mod}(k + K/2, K)}{K/4} \right) \quad (7)$$

나. 안테나 선택을 적용한 Alamauti 시공간부호화 시스템

본 절에서는 안테나 선택 시공간 부호화 (Alamauti 방식) 시스템을 고려한다. Alamauti 방식은 2개의 전송 안테나를 사용하는데 우선, 2×1 의 안테나 구성(즉, 2개의 전송 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용하는 경우)를 고려해보자. 우선, 전송단에서는 두 개의 데이터심볼 x_1 과 x_2 를 다음과 같은 2×2 행렬로 인코딩한다.

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 은 전체 전송전력을 1로 정규화하기 위한 정규화 상수이다. 위 행렬의 각 열은 2번에 나뉘어 두 개의 안테나 각각의 입력으로 주어지므로 행을 안테나 인덱스로, 열을 시간인덱스로 볼 수 있다. 2×1 MISO 채널의 채널 행렬을 $\mathbf{h} = [h_1 h_2]^T$ 라 하면 수신신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^T &= [r_1, r_2] = \mathbf{h}^T \mathbf{X} + \mathbf{n}^T \\ &= [h_1, h_2] \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} + [n_1, n_2] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} [h_1 x_1 - h_2 x_2^*, h_1 x_2 + h_2 x_1^*] + [n_1, n_2] \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, $\mathbf{n} = [n_1, n_2]^T$ 는 잡음 벡터로 이의 공분산 행렬은 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 로 주어지며 $E|h_1|^2 = E|h_2|^2 = 1$ 로 가정한다. 수신신호 벡터 \mathbf{r} 로부터 두 개의 데이터심볼 x_1 과 x_2 의 검출은 다음과 같이 얻어진다.

$$(1) \tilde{\mathbf{r}}^T = [r_1, r_2^*] = [h_1 x_1 - h_2 x_2^* + n_1, h_1^* x_2^* + h_2^* x_1 + n_2^*] \quad (10)$$

$$\begin{aligned} (2) y_1 &= [h_1^*, h_2] \cdot \tilde{\mathbf{r}} \\ &= [h_1^*, h_2] \cdot \begin{bmatrix} (h_1 x_1 - h_2 x_2^*) / \sqrt{2} + n_1 \\ (h_1^* x_2^* + h_2^* x_1) / \sqrt{2} + n_2^* \end{bmatrix} \\ &= \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2)}{\sqrt{2}} x_1 + (h_1^* n_1 + h_2 n_2^*) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 (3) y_2 &= ([h_2^*, h_1] \cdot \tilde{\mathbf{r}})^* \\
 &= [-h_2^*, h_1] \cdot \begin{bmatrix} (h_1 x_1 - h_2 x_2^*)/\sqrt{2} + n_1 \\ (h_1^* x_2^* + h_2^* x_1)/\sqrt{2} + n_2^* \end{bmatrix} \\
 &= \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2)}{\sqrt{2}} x_2 + (h_1^* n_2 - h_2^* n_1^*)
 \end{aligned} \tag{12}$$

식(11)과 (12)로부터 데이터 심볼 x_1 과 x_2 를 각각 검출할 수 있는데 이들의 SNR은 각각 $(|h_1|^2 + |h_2|^2)/2\sigma^2$ 로 주어짐을 알 수 있다. $E|h_1|^2 = E|h_2|^2 = 1$ 이므로 외관상 SNR에서의 이득은 없으나 h_1 과 h_2 의 진폭이 통계적 독립인 레일리 분포를 갖는 랜덤변수라 가정하면 SNR의 분포가 자유도 4인 Chi-square 분포를 가지므로 다이버시티 이득이 얻어지며 실험적으로 볼 때 채널코딩을 사용하지 않더라도 1.5 dB정도의 SNR이득을 볼 수 있다. 물론 더 많은 수신 안테나를 사용할 경우 추가적인 이득을 얻을 수 있는데 $2 \times M$ 안테나 구성을 가정하고 이의 채널 행렬을 $\mathbf{H} = [h_{ji}]$ 라 하면 SNR은

$$SNR_{\text{Alamauti with } M \text{ Rx Ant.}} = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=1}^M (|h_{j1}|^2 + |h_{j2}|^2) \tag{13}$$

이 된다. 즉, 수신안테나 개수에 비례하여 SNR이득과 다이버시티 차수가 비례하여 증가하게 된다. 그러나 수신 안테나 개수만큼의 OFDM 복조기가 사용되어야 하므로 복잡도가 증가하며 따라서 본 연구에서는 송수신단의 대칭성을 고려하여 2개의 송신안테나와 2개의 수신 안테나만을 사용하는 2×2 시스템만을 고려하고자 한다.

이제 안테나 선택에 대해 고려하면, 송신단과 수신단에서는 각각 두 개의 안테나 쌍을 선택하되 평균 혹은 실효 SNR이 최대가 되도록 선택하므로 SNR 이득은 아래 식 (14)로 주어진다.

$$\begin{aligned}
 G_{\text{Alamauti}} &= \max_{\mathbf{c}, \mathbf{w}} \left(-\frac{1}{\beta} \right)^* \\
 &\log \left(\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp \left(-\frac{\beta}{2} \cdot (|H_{11}[m]|^2 + |H_{12}[m]|^2 + |H_{21}[m]|^2 + |H_{22}[m]|^2) \right) \right)
 \end{aligned} \tag{14}$$

다. 빔스위칭 기반 Alamauti 시공간부호화 시스템 본 절에서는 빔스위칭 기반의 시공간 부호화 (Alamauti 방식) 시스템의 동작에 대해 알아본다. 이 방식은 안테나를 선택하는 대신 전체 안테나를 인접한 두

개의 안테나 그룹으로 나누고 각각의 안테나 그룹에 대해 독립적인 빔스위칭을 적용하는 방식이다. 수신단에서도 마찬가지로 안테나를 그룹핑하여 독립적으로 빔스위칭을 적용하며 송수신단의 대칭성을 고려하여 수신단에서도 2개의 수신 안테나 그룹만을 사용하는 시스템만을 고려한다. 안테나 그룹핑은 여러 가지 형태의 그룹핑이 가능하나 빔포밍을 사용하기 위해서는 안테나간 이격이 반파장으로 제한되므로 인접한 안테나를 하나의 그룹으로 정의하는 것이 가장 적당하다. 따라서 본 연구에서는 인접한 안테나를 하나의 그룹으로 그룹핑하는 방법만을 고려한다.

송신 및 수신안테나의 개수를 M 이라 하고 인접한 $M/2$ 개의 안테나를 하나의 그룹으로 정의하면 $M \times M$ 의 채널 행렬 \mathbf{H}_m 은 4개의 부행렬로 나누어진다. 즉,

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{m,UL} & \mathbf{H}_{m,UR} \\ \mathbf{H}_{m,LL} & \mathbf{H}_{m,LR} \end{bmatrix} \tag{15}$$

여기서, 행렬 $\mathbf{H}_m, UL, \mathbf{H}_m, UR, \mathbf{H}_m, LL, \mathbf{H}_m, LR$ 은 각각 $M/2 \times M/2$ 행렬이다. 송수신단의 2개 안테나그룹에 대한 빔 조정 벡터 (beam steering vector) 쌍을 각각 $\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2$ 와 $\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2$ 라 하자. 이들은 각각 크기가 $M/2 \times 1$ 인 벡터이며 이들의 각 요소는 크기가 1인 복소수이다. 따라서 이들 빔 조정 벡터를 사용하면 실효 채널은 다음과 같은 2×2 행렬로 표현된다.

$$\mathbf{H}_{m,eff} = \begin{bmatrix} H_{eff,UL}[m] & H_{eff,UR}[m] \\ H_{eff,LL}[m] & H_{eff,LR}[m] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^H \mathbf{H}_{m,UL} \mathbf{w}_1 & \mathbf{c}_1^H \mathbf{H}_{m,UR} \mathbf{w}_2 \\ \mathbf{c}_2^H \mathbf{H}_{m,LL} \mathbf{w}_1 & \mathbf{c}_2^H \mathbf{H}_{m,LR} \mathbf{w}_2 \end{bmatrix} \tag{16}$$

위의 2×2 실효채널에 Alamauti 시공간 부호화 방식을 적용하고 전송 전력을 1로 정규화하면 수신단에서의 SNR 이득은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 G_m(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2) &= \\
 &\frac{1}{M_1 M_2} \left[|\mathbf{c}_1^H \mathbf{H}_{m,UL} \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{c}_1^H \mathbf{H}_{m,UR} \mathbf{w}_2|^2 + |\mathbf{c}_2^H \mathbf{H}_{m,LL} \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{c}_2^H \mathbf{H}_{m,LR} \mathbf{w}_2|^2 \right]
 \end{aligned} \tag{17}$$

$\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2$ 는 각각 평균 혹은 실효 SNR이 최대가 되도록 선택해야 하므로 SNR 이득은

$$\begin{aligned}
 G(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2) &= \frac{1}{M_1 M_2} \max_{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2} \left(-\frac{1}{\beta} \right) \cdot \\
 &\log \left(\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp \left(-\beta \cdot \left[|\mathbf{c}_1^H \mathbf{H}_{m,UL} \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{c}_1^H \mathbf{H}_{m,UR} \mathbf{w}_2|^2 + |\mathbf{c}_2^H \mathbf{H}_{m,LL} \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{c}_2^H \mathbf{H}_{m,LR} \mathbf{w}_2|^2 \right] \right) \right)
 \end{aligned} \tag{18}$$

로 주어진다.

III. 모의실험

IEEE 802.15.3 표준화 과정에서 여러 가지의 채널 모델과 시뮬레이터가 제안/개발되었다. 본 연구에서는 이 중 CM1.3과 CM2.3 두 가지의 모델을 사용하여 모의실험을 수행하였는데 이들은 모두 전형적인 가정환경을 가정하고 있으며 CM1.3의 경우 LOS를 가정하며 CM2.3의 경우 NLOS를 가정하여 모델링이 되어 있다.

단일 안테나 시스템에서 얻어지는 SNR 대비 빔 형성을 통해 얻을 수 있는 SNR 이득을 성능 지표로 여러 가지의 다양한 빔 구성에 대해 성능을 비교한다. SNR은 앞서 언급한 (EESM에 기초한) 실효 SNR을 비교하는데 공식적으로 빔 형성을 통해 얻어지는 실효 SNR 이득은

$$\frac{E \left[\arg \max_{c,w} \log \left(\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp(-\beta \cdot |H_{c,w}[m]|^2) \right) \right]}{E \left[\log \left(\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp(-\beta \cdot |H_{sin gle}[m]|^2) \right) \right]} \quad (19)$$

로 주어진다. 여기서, $H_{sin gle}[m]$ 은 단일 안테나 시스템의 주파수 응답으로 채널 임펄스 응답 $h_{sin gle}[n]$ 의 DFT로 주어진다.

반송파 주파수 60GHz, 신호대역폭 1GHz를 가정하여 수행한 모의실험 결과를 그림.2와 3에 요약하였다. 전체 안테나의 개수 M은 M=2, 4, 6, 8 네 가지의 경우에 대해 모의실험을 수행하였으며, 빔스위칭 기반 시공간 부호화 방식의 경우 2개의 안테나 그룹에 대한 각 그룹별 안테나 수를 각각 M=1, 2, 3, 4개로 놓았다. 빔 개수 K는 빔스위칭 방식의 경우와 빔스위칭 기반 시공간 부호화 방식 모두에 대해 K = M으로 놓고 모의실험을 수행하였다.

모의실험 결과로부터 다음과 같은 관찰 결과를 얻을 수 있다. 우선, 시공간부호화 방식과 빔포밍 방식의 성능 및 복잡도를 비교해보면 송수신단에서 2개의 안테나를 선택적으로 사용하여 Alamauti 방식을 적용하려면 기본적으로 송수신단 각각에서 2개의 OFDM 모델을 사용하여야 하므로 1개의 OFDM모델만이 요구되는 빔스위칭 방식에 비해 높은 하드웨어 복잡도를 갖는다. 그러나 성능은 오히려 빔스위칭을 이용하는 경우보다 매우 나쁘게 나왔으며 따라서 안테나 선택을 하더라도 Alamauti 방식의 시공간 부호화는 WPAN을 위한 적절한 옵션은 아닌 것으로 판단된다. 물론, 수신단에서의

동시 사용 안테나 수를 늘려 성능 향상을 얻을 수는 있으나 이 경우 안테나 수만큼 OFDM 모델이 사용되어야 하므로 소형의 portable device를 위한 구성으로는 적합하지 않다. 더욱이, M개의 안테나를 사용할 경우 안테나 선택을 위해 $M \cdot (M-1)/2$ 회의 프리앰블 전송이 요구되므로 2단의 빔탐색을 사용하는 빔 스위칭 방식에 비해 더 많은 프로토콜 오버헤드를 갖을 수 있다는 단점도 있다. 한편, 빔스위칭 방식과 Alamauti 방식을 결합한 빔스위칭 방식의 성능 및 복잡도를 비교해보면, 성능, 특히, SNR이득의 경우 Alamauti 방식을 결합한 빔스위칭 방식을 적용하면 NLOS환경에서 빔스위칭 방식 대비 1.5dB 정도의 이득을 볼 수 있다. 그러나 Alamauti 방식을 결합한 빔스위칭 방식의 이러한 이득은 송수신단에서 2개 OFDM 모델을 사용한다는 전제로 얻을 수 있는 이득으로 복잡도의 증가에 비해 볼 때 그리 좋은 옵션으로 보기에 무리가 있다. 또한, 전체 안테나를 2개의 그룹으로 나누어 빔스위칭을 적용해야 하므로 각 그룹의 빔 개수를 K라 할 때 K의 4승에 비례하는 프리앰블 전송이 요구된다. 물론, 각 그룹에서 사용되는 빔의 개수는 전체 안테나에 빔스위칭을 적용할 때에 비해 작고 다단의 빔탐색을 적용할 수 있는 여

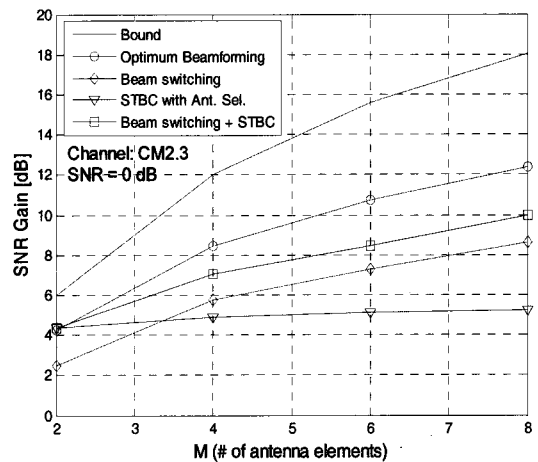


그림 2. 사용된 안테나 개수 M의 함수로 나타낸 SNR 이득 (EESM에 기초한 실효 SNR을 최적화 지표로 사용한 경우, b=2). 빔의 개수 K = M이며 "Bound"는 SNR 이득의 bound로 $10 \log_{10}(M^2)$ 이다. 채널 모델은 CM2.3 (NLOS 환경)을 가정하였다.

Fig. 2. Effective SNR gain as a function of the number of antennas, M. K = M, Bound = $10 \log_{10}(M^2)$. Channel model: CM2.3

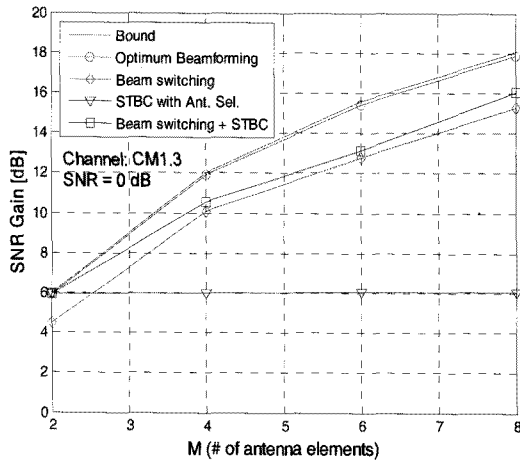


그림 3. 사용된 안테나 개수 M의 함수로 나타낸 SNR 이득 (EESP에 기초한 실효 SNR을 최적화 지표로 사용한 경우, $b=2$). 빔의 개수 $K = M$ 이며 "Bound"는 SNR 이득의 bound로 $10\log_{10}(M^2)$ 이다. 채널 모델은 CM1.3(LOS 환경)을 가정하였다.

Fig. 3. Effective SNR gain as a function of the number of antennas, M.
 $K = M$, Bound = $10\log_{10}(M^2)$.
 Channel model: CM1.3

지는 있으나 여전히 더 많은 프리앰블 전송을 요구하므로 프로토콜 오버헤드 역시 일반적인 빔 스위칭 방식에 비해 더 높다고 볼 수 있다.

IV. 결 론

본 연구에서는 WPAN을 위한 다중안테나 기술로, 빔포밍 방법과 시공간부호를 이용한 공간 다이버시티 방식 그리고 이 둘을 결합한 빔포밍 기반 시공간 부호화 방식에 대한 성능 평가를 수행하였다. 이러한 세가지 방식에 대한 성능 평가는 WPAN 표준화 그룹에서 정의하는 채널 모델을 이용하였는데 시공간 부호화를 추가로 적용할 때 추가적인 이득이 얻어질 수 있음을 알 수 있었다. 그러나 이러한 이득을 얻기 위해 요구되는 하드웨어의 복잡도와 프로토콜 오버헤드 증가가 있으므로 이들의 설계를 위한 연구가 추가적으로 진행되어야 할 것으로 보인다.

참 고 문 헌

[1] M. Lei, C. S. Choi, R. Funada, H. Harada, and

S. Kato, "Throughput Comparison of Multi-Gbps WPAN (IEEE 802.15.3c) PHY Layer Designs under Non-Linear 60-GHz Power Amplifier", *Proc.ofPIMRC2007*, pp.1-5, Athens, Greece, Sep. 2007.

[2] P. Smulder, "Exploiting the 60GHz Band for Local Wireless Multimedia Access: Prospects and Future Directions", *IEEE Communications Magazine*, Vol.40,issue1, pp.140-147, Jan. 2002.

[3] J.H. Winters, "Smart Antennas for Wireless Systems", *IEEE Personal Communications*, Vol.5, issue1,pp.23-27, Feb. 1998.

[4] M. Budsabathon, Y. Hara and S. Hara, "Optimum Beamforming for Pre-FFT OFDM Adaptive Antenna Array", *IEEE Trans. onVehicularTechnology*, Vol.53, No.4, pp.945-955, July2004.

[5] S. Zhou and G.B. Giannakis, "Optimal Transmitter Eigen-Beamforming and Space Time Block Coding Based on Channel Mean Feedback", *IEEE Trans. onSignalProcessing*, Vol.50, No.10, pp.2599-2613, Oct. 2002.

[6] G. J. Foschini, "Layered Space-time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas", *BellLabsTech.Jrnl*,Vol.1-2,1996,41-59

[7] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, "V-BAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rate over the Rich-Scattering Wireless Channel", *Proc.ofURSIIntlSymposiumonSignal,SystemsandElectronicsConference*, pp.295-300, NY, 1998.

[8] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J.Select. AreasCommun.*, vol.16, pp.1451 - 1458, Oct. 1998.

[9] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.44, no.2, pp.744 - 765, Mar. 1998.

[10] S. A. Jafar and A. Goldsmith, "On optimality of beamforming for multiple antenna systems with imperfect feedback," in *Proc. ofISIT2001*, pp.321 - 321, Washington,DC, June 2001.

[11] S.A. Jafar, S. Vishwanath and A. Goldsmith, "Channel Capacity and Beamforming for Multiple Transmit and Receive Antennas with Covariance Feedback", *Proc. ofICC2001*, pp.2266-2270, Jun 2001 Helsinki, Finland

[12] C. Liu, E. Skafidas, T.S. Pollock and R.J. Evans,

“Angle of Arrival Extended S-V Model for the 60 GHz Wireless Desktop Channel”, *Proc.of PIMRC2006*, pp.1-6, Sept. 2006.

- [13] IEEE P802.15 Working Group, IEEE 802.15-07-0584-00: IEEE 802.15.3c Channel Modeling Sub-committee Report, March 2007.
- [14] J.R. Foerster, M. Pendergrass and A.F. Molisch, “Channel Model for Ultrawideband Personal Area Networks”, *IEEE Wireless Communications*, Vol.10 ,No.6, pp.14-21, Dec. 2003.
- [15] IEEE P802.15 Working Group, IEEE P802.15-08-0355-00-003c, May 2008.
- [16] M. Lampe, H. Rohling and J. Eichinger “PER-Prediction for Link Adaptation in OFDM Systems” 7th International OFDM Workshop, Sep. 2002, Hamburg, Germany.
- [17] Y. Blankenship, P. Sartori, B. Classon and K. Baum. “Link Error Prediction Methods for Multicarrier Systems” *Proc.ofVTC2004* Fall, Los Angeles, 2004.
- [18] S. Yoon and S. Lee, “A Detection Algorithm for Multi-Input Multi-Output (MIMO) Transmission using Poly-Diagonalization and Trellis Decoding”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.26, No.8, pp.993-1002, Aug. 2008.

— 저 자 소 개 —



윤 석 현(정회원)

1992년 성균관대학교 전자공학과 학사,

1996년 성균관대학교 전자공학과 석사,

2003년 New Jersey Institute of technology 전기컴퓨터 공학과 박사,

1996년 한국전자통신연구원 방송기술부 선임연구원,

2003년~2005년 삼성전자 통신연구소 책임연구원.

2005년~현재 단국대학교 전자전기공학부 조교수.

<주관심분야 : 무선/이동통신, 신호처리>