

특집논문 (Special Paper)

방송공학회논문지 제20권 제6호, 2015년 11월 (JBE Vol. 20, No. 6, November 2015)

<http://dx.doi.org/10.5909/JBE.2015.20.6.837>

ISSN 2287-9137 (Online) ISSN 1226-7953 (Print)

UHD TV 방송을 위한 공간 변조 다중 안테나 시스템 수신 성능 분석

박 명 철^{a)}, 한 동 석^{a)†}

Analysis of Spatial Modulation MIMO Reception Performance for UHD TV Broadcasting

Myung Chul Park^{a)} and Dong Seog Han^{a)†}

요 약

본 논문에서는 지상파 디지털 방송의 대용량 전송을 위하여 SM(spatial modulation) 기반 다중 안테나 시스템의 성능을 분석한다. 지상파 디지털 방송에 다중 안테나 시스템을 적용하기 위해서는 심벌 간 간섭과 공간적 채널 상관도의 영향을 감소시키는 기법이 필요하다. SM 기법은 다중 송신 안테나 중 하나의 안테나를 선택하여 심벌 간 간섭의 영향을 줄이지만 공간적 채널 상관도의 영향은 해결하지 못한다. 이를 해결하기 위하여 STBC(space-time block code) 기법을 SM 기법과 결합한 STBC-SM(space-time block coded spatial modulation) 기법이 있다. 그러나 STBC-SM은 직교성을 유지하기 위해 시간에 대해 동일한 안테나 조합이 사용되어 정보량이 반으로 감소하는 단점이 있다. DSTTD-SM(double space-time transmit diversity with spatial modulation) 기법은 안테나 조합을 적용하면서 다중 안테나를 모두 사용한다. 이러한 SM 기반 다중 안테나 시스템을 지상파 디지털 방송 시스템에 적용하기 위해서는 지상파 방송과 유사한 채널 환경인 SUI 채널에 대한 분석이 필요하여 모의실험을 통해 성능을 분석한다.

Abstract

In this paper, the reception performance of spatial modulation multiple-output multiple-input (MIMO) is analyzed for high speed terrestrial broadcasting. The MIMO scheme is required to reduce the inter symbol interference (ISI) and spatial correlation. The spatial modulation scheme solves the problem of ISI, but the spatial correlation degrades the reception performance of SM scheme. The space-time block coded spatial modulation (STBC-SM) is combined the SM system with space-time block code (STBC) for reducing the effects of the spatial correlation. However, the STBC-SM scheme degrades the spectral efficiency by transmitting same data in the two symbol period. The double space-time transmit diversity with spatial modulation (DSTTD-SM) scheme transmits the data with full antenna combination. To adapt these SM MIMO systems into the terrestrial broadcasting system, the reception performance is analyzed using computer simulation in SUI channel environments.

Keyword : MIMO, STBC, OSTBC, SM, STBC-SM

a) 경북대학교 전자공학부(School of Electronics Engineering, Kyungpook National University)

† Corresponding Author : 한동석(Dong Seog Han)

E-mail: dshan@knu.ac.kr

Tel: +82-950-6609

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 ICT융합고급인력과정지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITP-2015-H8601-15-1002).

※ 이 논문의 연구결과 중 일부는 “2015년 한국방송공학회 하계학술대회”에서 발표한 바 있음.

· Manuscript received September 11, 2015; Revised November 16, 2015; Accepted November 27, 2015.

I. 서론

현재 지상파 디지털 방송 시스템에서는 UHD TV(ultra high definition television) 서비스를 제공하기 위한 노력을 하고 있다. UHD TV 서비스는 최대 8K(7,680x4,320 화소)를 지원하기 때문에 높은 전송율이 필요하다^[1]. 그러므로 지상파 디지털 방송 표준인 ATSC(Advanced Television Systems Committee)와 DVB(Digital Video Broadcasting)에서는 주어진 대역폭 내에서 스펙트럼 효율을 높이기 위하여 MIMO(multiple-input multiple-output) 전송 기법을 주요 기술로 고려하고 있다^[2].

MIMO 전송 기법은 IEEE에서 지정한 근거리 이동통신 표준과 3GPP에서 지정한 LTE 및 LTE-advanced 표준에 채택이 되어 상용화되고 있다^{[3][4]}. 이동통신시스템은 양방향성을 제공하고 있기 때문에 송신기에서 역방향 채널 정보를 얻을 수가 있지만, 지상파 방송 시스템은 단방향 서비스이므로 수신기로부터 채널 정보를 받을 수 없다^[2]. 그리고 지상파 방송의 특성 상 LoS(line of sight)로 인한 공간적 채널 상관도(spatial correlation)가 높아지기 때문에 다중화 이득이 감소하는 단점이 있다^{[5][6]}. 그리고 송신 심벌 간 간섭이 발생하여 수신 성능이 열화되는 문제가 있다.

지상파 디지털 방송 시스템에 MIMO 기법을 적용하기 위해서는 공간적 채널 상관도와 심벌 간 간섭의 영향을 감소시키는 것이 필요하다. 먼저, 공간적 채널 상관도의 영향을 줄이기 위한 MIMO 기법으로는 STBC(space-time block code) 기법이 있다^{[7][9]}. STBC 기법은 시공간에 대하여 송신 심벌을 반복 전송하면서 직교성을 가지도록 부호화하기 때문에 채널 상관도의 영향이 감소된다. 그러나 시간에 대해 반복 전송하기 때문에 대역폭 효율이 감소되는 단점이 있다^[10]. 그리고 또 다른 문제인 송신 심벌 간 간섭을 해결하기 위해서 SM(spatial modulation) 기법이 제안되었다^{[11][12]}. 송신 심벌 간 간섭이 발생하는 원인은 다중 송신 안테나에서 서로 다른 정보가 동시에 송신되기 때문이다. SM 기법은 다중 안테나를 동시에 사용하지 않고 하나의 안테나를 선택하여 정보를 변조하기 때문에 심벌 간 간섭의 영향이 감소한다. 그러나 공간적 채널 상관도가 높아지게 되면 수신기에서는 송신된 안테나의 위치를 추정할 수 없기

때문에 수신 성능이 열화되는 단점이 있다.

STBC와 SM의 단점을 서로 보완하기 위하여 STBC-SM(space-time block coded spatial modulation) 기법이 제안되었다^[13]. SM 기법은 다중 송신 안테나 중 하나의 안테나를 선택하여 정보를 변조하지만, STBC-SM 기법은 두 개의 안테나를 선택하여 정보를 변조하고 송신 심벌을 시공간에 대하여 직교성을 가지도록 부호화하기 때문에 채널 상관도의 영향을 감소시킨다. 그러나 직교성을 가지기 위해서는 시간에 대하여 반복 전송해야 하기 때문에 안테나의 조합을 통한 정보량이 반으로 감소하는 단점이 있다^[14].

STBC-SM의 대역폭 효율을 향상시키기 위하여 DSTTD-SM(double space-time transmit diversity spatial modulation)이 제안되었다^[15]. STBC-SM은 네 개의 송신 안테나 중 두 개의 안테나를 선택하여 전송하지만, DSTTD-SM은 네 개의 송신 안테나를 모두 사용하면서 전송되는 안테나의 조합으로 정보를 변조하고 부호화 이득을 최대화하기 위하여 위상을 회전하는 기법이 적용된다. 그러므로 DSTTD-SM 기법은 모든 안테나를 사용하기 때문에 STBC-SM 시스템의 대역폭 효율보다 약 2배의 이득을 얻는다.

지상파 디지털 방송 시스템에 DSTTD-SM을 적용하기 위해서는 공간적 채널 상관도에 대한 성능 분석이 필요하다^[16]. 그러므로 본 논문에서는 공간적 채널 상관도에 따른 SM 기반 다중 안테나 시스템의 수신 성능을 분석한다. 모의실험에서 지상파 디지털 방송 환경과 유사한 SUI 채널 환경을 기반으로 하여 동일한 대역폭 효율에 대한 수신 성능을 검증한다. II장에서는 기존 다중 안테나 시스템을 분석하고 III장에서 SM 기반 다중 안테나 시스템을 살펴보고 IV장에서 모의실험을 통한 수신 성능을 검증한다. 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 기존 다중 안테나 시스템

1. V-BLAST(Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time)

V-BLAST(vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time)

기법은 다중 송신 안테나를 통하여 서로 다른 정보를 동시에 전송하는 기법이다¹⁷⁾. 서로 다른 심벌이 동시에 전송되기 때문에 수신기에서 심벌 간 간섭(inter symbol interference, ISI)이 발생하여 송신 심벌을 분리해야 한다. 심벌을 분리하는 방법은 안테나에 따른 채널이 다르다는 것을 이용한다. 채널로 구성된 행렬의 랭크(rank)가 송신 안테나 수 만큼 존재한다면, 채널 행렬의 역행렬이 존재하기 때문에 수신기에서 송신 심벌을 구하는 것이 가능하다. 이를 만족하기 위해서 수신 안테나의 수는 송신 안테나의 수보다 같거나 많아야 한다. 수신 안테나의 수가 송신 안테나의 수보다 적으면 채널 행렬의 랭크가 작아지기 때문에 역행렬을 구하지 못하여 심벌 간 간섭을 해결하지 못한다.

송신 안테나의 수가 M 이고, 수신 안테나의 수가 N 일 때 채널의 개수는 $M \times N$ 가 된다. 송신 심벌 $x_m[k]$ 은 k 시간에 대해 M 개의 심벌이 송신되고 수신 심벌 $y_n[k]$ 은 N 개의 심벌이 수신된다. 송신 심벌과 수신 심벌 간의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1[k] \\ y_2[k] \\ \vdots \\ y_N[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \\ \vdots \\ x_M[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1[k] \\ z_2[k] \\ \vdots \\ z_N[k] \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 $h_{n,m}$ 은 m 번 째 송신 안테나에서 n 번 째 수신 안테나까지의 채널을 나타내고, $z_n[k]$ 은 n 번 째 수신 안테나에서의 가우시안 분포를 따르는 열잡음을 나타낸다.

수신기에서 채널을 완벽히 안다고 가정한다면 수신 심벌에 채널의 역행렬을 곱하여 다음과 같이 송신 심벌을 분리한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1[k] \\ \hat{x}_2[k] \\ \vdots \\ \hat{x}_M[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} y_1[k] \\ y_2[k] \\ \vdots \\ y_N[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} z_1[k] \\ z_2[k] \\ \vdots \\ z_N[k] \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 $\hat{x}_m[k]$ 은 k 번 째 시간에 대하여 수신기에서 추정

한 m 번 째 송신 안테나의 전송 심벌이다. 그리고 $[]^H$ 는 에르미트 행렬을 의미한다. 채널 행렬의 역행렬이 곱해진 열잡음에 의해 추정된 송신 심벌이 영향을 받게 되어 수신 성능에 영향을 받는다.

서로 다른 안테나에 대한 채널 값이 동일하게 된다면 채널 행렬의 랭크가 1이 되어 송신 안테나의 수 M 보다 작기 때문에 수신기에서는 송신 심벌을 모두 분리하지 못하고 수신 안테나의 수 N 이 M 보다 작으면 최대 랭크가 N 이기 때문에 송신 심벌 복호가 불가능하다.

2. STBC(Space-Time Block Code)

V-BLAST가 주파수 자원을 추가로 필요로 하지 않아도 전송량을 증가시키는 이점이 있지만 채널 환경과 안테나의 수에 제약을 받기 때문에 실제 환경에 사용하기가 어렵다. 그러나 STBC(space-time block code) 기법은 송신 심벌을 시간과 공간에 대하여 직교성을 만족하는 부호화를 하여 V-BLAST의 제약을 극복한다. 직교성을 가진 신호는 채널 행렬의 역행렬이 존재하지 않아도 심벌 간 간섭이 제거된다. 송신 안테나가 2개이고 수신 안테나가 1개일 때의 송신 심벌과 수신 심벌 간의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} y[k] \\ y[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z[k] \\ z[k+1] \end{bmatrix} \quad (3)$$

k 번 째 채널과 $k+1$ 번 째 채널 상황이 동일할 때 수신 심벌은 부호화된 송신 심벌이 채널을 통과하여 열잡음이 더해진 심벌이다. 그리고 $[]^*$ 는 복소공액을 의미한다.

수신기에서 수신 심벌을 이용하여 송신 심벌을 복호하기 위해 식 (3)을 다음과 같이 변형한다.

$$\begin{bmatrix} y[k] \\ y^*[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z[k] \\ z^*[k+1] \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 변형된 채널 행렬의 역행렬은 채널이 0이 아닌 이상 항상 존재한다. 그러므로 V-BLAST의 제약인 수신 안테나의 개수와 채널 행렬의 랭크와 관계없이 수신기에서

송신 심벌을 다음과 같이 분리한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1[k] \\ \hat{x}_2[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} y[k] \\ y^*[k+1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} z[k] \\ z^*[k+1] \end{bmatrix} \quad (5)$$

수신기에서는 변형된 채널 행렬의 역행렬을 이용하여 송신 심벌을 분리하고 최우 검파기를 통하여 송신 정보를 추정한다. 동일한 송신 심벌이 시간에 대해 반복 전송이 되기 때문에 안테나 개수만큼 대역폭 효율이 증가하는 V-BLAST와 다르게 송신 안테나 수의 반으로 감소한다. 그러나 심벌 간 간섭을 제거할 수 있기 때문에 실제 환경에 적합하다.

III. SM 기반 다중 안테나 시스템

1. SM

심벌 간 간섭을 줄이는 다른 방법으로는 다중 안테나를 동시에 사용하지 않고 송신 정보에 따라 안테나를 선택하는 공간 변조(spatial modulation, SM) 기법이 있다. 송신 안테나의 위치가 달라 수신기에서는 선택된 안테나의 위치를 알 수 있기 때문에 송신 정보를 추정하는 것이 가능하다.

그림 1 공간 변조 시스템의 송수신기 개념도를 나타낸다. 송신 정보는 진폭 및 위상 변조로 전송하는 정보와 송신할 안테나 위치를 결정하는 정보로 나누어진다. N 개의 수신 안테나에 대한 심벌은 선택된 송신 안테나의 위치에 따

라 다음과 같이 결정된다.

$$\begin{bmatrix} y_1[k] \\ \vdots \\ y_N[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,l} \\ \vdots \\ h_{N,l} \end{bmatrix} x[k] + \begin{bmatrix} z_1[k] \\ \vdots \\ z_N[k] \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 $h_{n,l}$ 은 M 개의 송신 안테나 중에서 선택된 l 번째 안테나와 n 번째 수신 안테나 간의 채널 상황을 나타낸다. 수신기에서 채널 상황을 완벽히 안다고 가정하였을 때, 수신 심벌 $y[k]$ 로부터 선택된 송신 안테나의 위치를 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{l}[k] = \underset{\forall i}{\operatorname{arg\,max}} \left| \mathbf{H}_i^H \mathbf{Y}[k] \right| \quad (7)$$

여기서 \mathbf{H}_i 은 i 번째 송신 안테나와 N 개의 수신 안테나 간의 채널 상황을 나타내는 행벡터이고 $\mathbf{Y}[k]$ 는 k 시간에 수신된 심벌을 나타내는 행벡터이다. M 개의 송신 안테나 중 추정된 선택 송신 안테나의 위치 \hat{l} 을 결정하고 다음과 같이 추정된 송신 심벌을 최우 검파기에 입력하여 복호한다.

$$\hat{x}[k] = \mathbf{H}_{\hat{l}[k]}^H \mathbf{Y}[k] \quad (8)$$

SM 기법은 심벌 간에 간섭을 감소시키고 하나의 RF(radio frequency) 모듈이 필요하여 설계 비용이 적다. 그리고 수신 안테나의 수에 제한이 없는 장점을 가진다. 그러나 채널이 존재하게 되면 안테나의 위치에 따라 채널 상황이 다르다는 가정을 만족하지 않기 때문에 수신 성능이 열화되는 단점을 가진다.

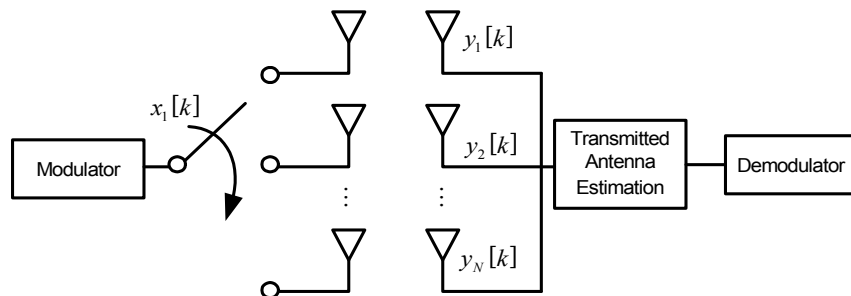


그림 1. SM 송수신기 개념도
Fig. 1. Block diagram of SM transceiver

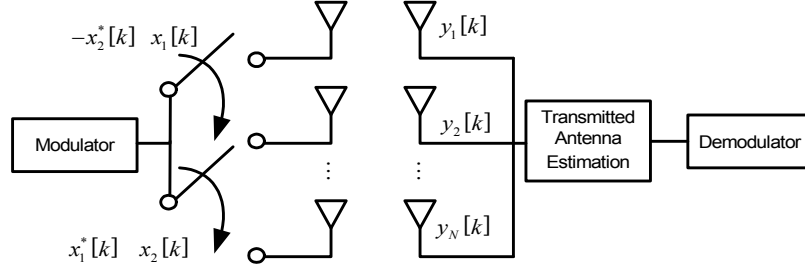


그림 2. STBC-SM 송수신기 개념도
 Fig. 2. Block diagram of STBC-SM transceiver

2. STBC-SM (Space-Time Block Coded - Spatial Modulation)

채널 상관도의 영향으로 인한 공간 변조 기법의 수신 성능 열화를 줄이기 위하여 STBC 기법을 적용한 STBC-SM(space-time block coded - spatial modulation) 기법이 제안되었다. 직교성을 가지는 부호화를 통하여 채널 상관도의 영향을 줄이고 시간과 공간에 대해 부호화를 하기 위해 하나의 안테나를 선택하지 않고 2개의 안테나를 선택한다. 공간 변조 기법의 심벌 간 간섭을 줄이는 효과는 유지되면서 직교성을 가지기 때문에 수신 성능이 향상된다.

그림 2는 STBC-SM의 송수신기 개념도를 나타낸다. 선택되는 안테나의 위치가 송신 안테나의 수에 따라 $\lfloor \log_2 M \rfloor$ 비트로 결정이 되고 나머지 송신 정보 중에서 직교성을 가지는 부호화를 하기 위해 $2\log_2 Q$ 비트를 진폭 및 위상 변

조한다. 이 때, Q 는 변조 레벨을 의미한다. 송신 안테나가 4개일 때 송신 심벌은 다음과 같이 부호화한다.

\mathbf{X}_l 은 l 번 째 안테나 조합에 대한 부호화된 송신 심벌을 나타내는 행렬을 나타낸다. 그리고 $\mathbf{x}_l[k]$ 는 선택된 안테나 조합 l 에 따라 k 시간에 4개의 송신 안테나로 전송되는 심벌을 나타내는 열벡터이다. 안테나 조합 2와 4에 곱해진 위상 정보 θ 는 안테나 조합 1과 3과의 부호화 이득을 최대로 얻기 위하여 변조 레벨에 따라 결정된다. 표 1은 송신 안테나가 4개일 때, 변조 레벨에 따른 위상 각도를 나타낸다.

표 1. 송신 안테나가 4개일 때 변조 레벨에 따른 STBC-SM 부호화 위상 값
 Table 1. Rotated phase along the modulation level

	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
θ [rad]	1.57	0.61	0.75	0.54

선택된 안테나 조합에 따라 송신되는 심벌은 시간에 대해 변하지 않는 채널을 통과하여 다음과 같이 수신된다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}_1 &= \begin{bmatrix} x_1[k] & -x_2^*[k] \\ x_2[k] & x_1^*[k] \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = [\mathbf{x}_1[k] \ \mathbf{x}_1[k+1]], \\
 \mathbf{X}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ x_1[k] & -x_2^*[k] \\ x_2[k] & x_1^*[k] \\ 0 & 0 \end{bmatrix} e^{j\theta} = [\mathbf{x}_2[k] \ \mathbf{x}_2[k+1]] \\
 \mathbf{X}_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ x_1[k] & -x_2^*[k] \\ x_2[k] & x_1^*[k] \end{bmatrix} = [\mathbf{x}_3[k] \ \mathbf{x}_3[k+1]], \\
 \mathbf{X}_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ x_2[k] & x_1^*[k] \\ x_1[k] & -x_2^*[k] \end{bmatrix} e^{j\theta} = [\mathbf{x}_4[k] \ \mathbf{x}_4[k+1]]
 \end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} y_1[k] & y_1[k+1] \\ \vdots & \vdots \\ y_N[k] & y_N[k+1] \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & \dots & h_{N,M} \end{bmatrix} [\mathbf{x}_l[k] \ \mathbf{x}_l[k+1]] + \begin{bmatrix} z_1[k] & z_1[k+1] \\ \vdots & \vdots \\ z_N[k] & z_N[k+1] \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{10}$$

$\mathbf{x}_l[k]$ 는 k 시간에 대하여 l 번 째 안테나 조합에 따른 부호화된 송신 심벌을 나타내는 열벡터이다. 선택된 안테나 조합에 따라 채널 행렬이 다음과 같이 결정된다.

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ \vdots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{1,2} & h_{1,3} \\ \vdots & \vdots \\ h_{N,2} & h_{N,3} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$\mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} h_{1,3} & h_{1,4} \\ \vdots & \vdots \\ h_{N,3} & h_{N,4} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} h_{1,4} & h_{1,1} \\ \vdots & \vdots \\ h_{N,4} & h_{N,1} \end{bmatrix}$$

\mathbf{H}_l 은 선택된 안테나 조합 l 에 따른 채널 행렬을 나타낸다. 수신기에서 송신 심벌을 추정하기 위해 채널 행렬을 다음과 같이 변형한다.

$$\hat{\mathbf{H}}_1 = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{1,2}^* - h_{1,1}^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} \\ h_{N,2}^* - h_{N,1}^* \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{H}}_2 = \begin{bmatrix} h_{1,2}\lambda & h_{1,3}\lambda \\ h_{1,3}\lambda^* - h_{1,2}^*\lambda^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N,2}\lambda & h_{N,3}\lambda \\ h_{N,3}\lambda^* - h_{N,2}^*\lambda^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_3 = \begin{bmatrix} h_{1,3} & h_{1,4} \\ h_{1,4}^* - h_{1,3}^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N,3} & h_{N,4} \\ h_{N,4}^* - h_{N,3}^* \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{H}}_4 = \begin{bmatrix} h_{1,4}\lambda & h_{1,1}\lambda \\ h_{1,1}\lambda^* - h_{1,4}^*\lambda^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{N,4}\lambda & h_{N,1}\lambda \\ h_{N,1}\lambda^* - h_{N,4}^*\lambda^* \end{bmatrix}$$

여기서 λ 는 변조 레벨에 따라 위상을 변화시키는 $e^{j\theta}$ 를 의미한다. 변형된 채널 행렬을 이용하여 식 (10)을 다음과 같이 변형한다.

$$\begin{bmatrix} y_1[k] \\ y_1^*[k+1] \\ \vdots \\ y_N[k] \\ y_N^*[k+1] \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{H}}_l \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1[k] \\ z_1^*[k+1] \\ \vdots \\ z_N[k] \\ z_N^*[k+1] \end{bmatrix} \quad (13)$$

$\hat{\mathbf{H}}_l$ 은 l 번 째 선택된 안테나 조합에 따른 변형된 채널 행렬을 나타낸다. 변형된 채널과 수신 심벌 행렬을 이용하여 선택된 안테나 조합과 송신 심벌을 다음과 같이 구한다.

$$\hat{l}[k] = \arg \max_{\forall i} |\hat{\mathbf{H}}_i^H \mathbf{Y}| \quad (14)$$

여기서 추정된 선택된 안테나 조합을 이용하여 송신 심벌을 다음과 같이 추정한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1[k] \\ \hat{x}_2[k] \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{H}}_{\hat{l}[k]}^H \mathbf{Y} \quad (15)$$

추정된 송신 심벌을 최우 검파기에 입력하여 송신 심벌을 복호한다.

3. DSTTD-SM (Double Space Time Transmit Diversity with Spatial Modulation)

기존 다중 시스템은 심벌 간 간섭과 채널 상관도의 영향을 줄이기 위해서 직교성을 가지는 부호화가 요구되고 선택적 안테나 조합을 통하여 추가되는 주파수 자원을 요구하지 않고 송신 정보량을 증가시켰다. 그러나 기존 안테나 조합은 모든 송신 안테나를 사용하지 않기 때문에 최대 다중화 이득을 얻지 못한다. 이를 해결하기 위하여 송신 안테나를 모두 사용하면서 안테나 조합의 효과를 얻기 위한 다중 안테나 시스템을 제안하였다^[15].

그림 3은 DSTTD-SM 송신 시스템을 나타낸다. 시공간에 대하여 직교성을 가지는 심벌을 부호화하기 위하여 다중 STBC 부호기가 필요하다. 그리고 안테나 조합의 효과를 얻기 위하여 각 STBC 부호기의 출력에 위상을 변화하는 회전기가 추가된다. 송신 정보에 따라 안테나 조합을 선택하여 STBC 부호기의 출력 심벌을 송신할 안테나를 결정한다. 송신 안테나가 4개일 때 안테나 조합에 따른 송신 심벌은 다음과 같다.

$$\Psi_1 = \begin{bmatrix} x_1[k] & -x_2^*[k] \\ x_2[k] & x_1^*[k] \\ x_3[k]\gamma & -x_4^*[k]\gamma \\ x_4[k]\gamma & x_3^*[k]\gamma \end{bmatrix} = [\psi_1[k] \psi_1[k+1]],$$

$$\Psi_2 = \begin{bmatrix} x_3[k]\gamma & -x_4^*[k]\gamma \\ x_1[k] & -x_2^*[k] \\ x_2[k] & x_1^*[k] \\ x_4[k]\gamma & x_3^*[k]\gamma \end{bmatrix} = [\psi_2[k] \psi_2[k+1]], \quad (16)$$

$$\Psi_3 = \begin{bmatrix} x_4[k]\gamma & x_3^*[k]\gamma \\ x_3[k]\gamma & -x_4^*[k]\gamma \\ x_1[k] & -x_2^*[k] \\ x_2[k] & x_1^*[k] \end{bmatrix} = [\psi_3[k] \psi_3[k+1]],$$

$$\Psi_4 = \begin{bmatrix} x_2[k] & x_1^*[k] \\ x_4[k]\gamma & x_3^*[k]\gamma \\ x_3[k]\gamma & -x_4^*[k]\gamma \\ x_1[k] & -x_2^*[k] \end{bmatrix} = [\psi_4[k] \psi_4[k+1]]$$

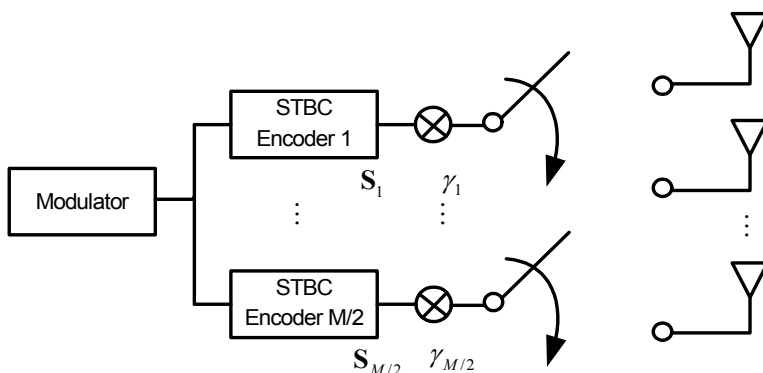


그림 3. DSTTD-SM 송신기 개념도
 Fig. 3. Block diagram of DSTTD-SM transmitter

여기서 γ 는 서로 다른 STBC 부호기 간의 위상차를 변화하여 수신기에서 선택되는 안테나 조합을 추정하기 위한 확률을 높이기 위함이다. 송신된 신호는 채널을 통과하여 다음과 같이 수신기에서 수신된다.

$$\begin{bmatrix} y_1[k] & y_1[k+1] \\ \vdots & \vdots \\ y_N[k] & y_N[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & \dots & h_{N,M} \end{bmatrix} [\psi_l[k] \ \psi_l[k+1]] + \begin{bmatrix} z_1[k] & z_1[k+1] \\ \vdots & \vdots \\ z_N[k] & z_N[k+1] \end{bmatrix} \quad (17)$$

$\psi_l[k]$ 은 k 시간에 송신된 l 번째 부호 심벌을 나타내는 열벡터이다.

수신기에서 위상차에 대하여 최대의 부호 이득을 얻기 위해 최적의 각도를 다음과 같이 얻는다.

$$\gamma_{opt} = \max_{\alpha} E[\| \mathbf{S}_1 - \mathbf{S}_2 \alpha \|^2] \quad (18)$$

여기서 \mathbf{S}_i 는 i 번째 STBC 부호기의 출력 심벌을 나타낸다. 송신 안테나가 4개일 때는 STBC 부호기가 2개가 존재하기 때문에 이 둘의 출력 심벌 간의 유클리디안 거리를 최대로 하는 위상 변화 γ 를 정한다. 표 2는 송신 안테나가 4개일 때 각 변조레벨에 따른 최적의 γ 를 나타낸다. 이 위상 변화를 통하여 안테나를 모두 사용하더라도 수신기에서 송신된 안테나 조합을 추정하는 것이 가능하다.

표 2. 송신 안테나가 4개일 때 변조 레벨에 따른 Hybrid-SM 부호화 위상 값

Table 2. Rotated phase along the modulation level for Hybrid-SM transmitter

	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
γ	$e^{j1.57}$	$e^{j0.61}$	$e^{j0.75}$	$e^{j0.54}$

안테나 조합에 따른 채널 행렬을 수신기에서 추정하기 위해서는 각 조합에 따른 채널 행렬을 구하는 것이 필요하다. 그림 4은 변형된 채널 행렬을 이용하여 송신된 안테나 조합을 추정하고 송신 심벌을 복호하기 위한 수신 시스템을 나타낸다.

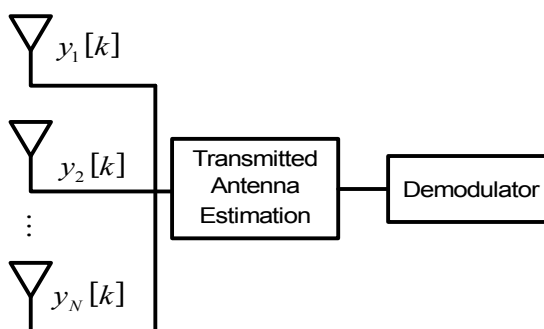


그림 4. DSTTD-SM 수신기 개념도
 Fig. 4. Block diagram of DSTTD-SM receiver

안테나 조합의 송신 심벌에 따른 채널 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \hat{\Omega}_1 &= \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3}\gamma & h_{1,4}\gamma \\ h_{1,2}^* - h_{1,1}^* & h_{1,4}\gamma^* & -h_{1,3}\gamma^* & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} & h_{N,3}\gamma & h_{N,4}\gamma \\ h_{N,2}^* - h_{N,1}^* & h_{N,4}\gamma^* & -h_{N,3}\gamma^* & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}, \\
 \hat{\Omega}_2 &= \begin{bmatrix} h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4}\gamma & h_{1,1}\gamma \\ h_{1,3}^* - h_{1,2}^* & h_{1,1}\gamma^* & -h_{1,4}\gamma^* & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,2} & h_{N,3} & h_{N,4}\gamma & h_{N,1}\gamma \\ h_{N,3}^* - h_{N,2}^* & h_{N,1}\gamma^* & -h_{N,4}\gamma^* & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}, \\
 \hat{\Omega}_3 &= \begin{bmatrix} h_{1,3} & h_{1,4} & h_{1,2}\gamma & h_{1,1}\gamma \\ h_{1,4}^* - h_{1,3}^* & h_{1,1}\gamma^* & -h_{1,2}\gamma^* & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,3} & h_{N,4} & h_{N,2}\gamma & h_{N,1}\gamma \\ h_{N,4}^* - h_{N,3}^* & h_{N,1}\gamma^* & -h_{N,2}\gamma^* & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}, \\
 \hat{\Omega}_4 &= \begin{bmatrix} h_{1,4} & h_{1,1} & h_{1,3}\gamma & h_{1,2}\gamma \\ h_{1,1}^* - h_{1,4}^* & h_{1,2}\gamma^* & -h_{1,3}\gamma^* & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,4} & h_{N,1} & h_{N,3}\gamma & h_{N,2}\gamma \\ h_{N,1}^* - h_{N,4}^* & h_{N,2}\gamma^* & -h_{N,3}\gamma^* & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{19}$$

채널 행렬을 이용하여 식 (17)은 다음과 같이 변형된다.

$$\begin{bmatrix} y_1[k] \\ y_1^*[k+1] \\ \vdots \\ y_N[k] \\ y_N^*[k+1] \end{bmatrix} = \hat{\Omega}_i \begin{bmatrix} x_1[k] \\ x_2[k] \\ x_3[k] \\ x_4[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1[k] \\ z_1^*[k+1] \\ \vdots \\ z_N[k] \\ z_N^*[k+1] \end{bmatrix} \tag{20}$$

수신 심벌 벡터에 채널 행렬 $\hat{\Omega}_i$ 의 역행렬을 곱하여 최댓값을 가지는 \hat{i} 을 추정하여 송신되는 부호 행렬을 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{i}[k] = \arg \max_{\forall i} |\hat{\Omega}_i^H \mathbf{Y}| \tag{21}$$

그리고 추정된 채널 행렬을 통하여 송신 심벌을 다음과 같이 구하고 최우 검파기에 입력하여 복호한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1[k] \\ \hat{x}_2[k] \\ \hat{x}_3[k] \\ \hat{x}_4[k] \end{bmatrix} = \hat{\Omega}_{\hat{i}[k]}^H \mathbf{Y} \tag{22}$$

송신 안테나의 수가 4개일 때는 k 시간에 송신하는 심벌의 수가 STBC-SM보다 2배 증가하고 송신 안테나의 수가 M 일 때는 $M/2$ 배만큼 증가한다. 그러므로 DSTTD-SM 시스템은 기존 다중 안테나 시스템보다 대역폭 효율이 향상된다.

IV. 모의실험

지상과 디지털 방송 시스템 채널 환경은 LoS(line of sight)가 존재하고 안테나 간 공간적 채널 상관도가 적용된 SUI 채널 환경과 유사하다. 본 모의실험에서는 공간적 채널 상관도를 중심으로 SUI-1,2,4의 환경에 대하여 SM 기반 다중 안테나 시스템의 수신 성능을 분석하였다. 실험 환경은 FFT 크기가 1K이고 대역폭이 6MHz, 보호 구간 길이의 비율은 1/4 그리고 샘플 시간이 $0.05\mu s$ 으로 구성하였다. 표 3은 실험에 사용한 SUI 채널 환경 변수에 대하여 나타내고 ρ 는 공간적 채널 상관도를 나타내는 변수이다. ρ 가 0.3 이하는 보편적인 환경을 나타내고 0.5 이상인 경우에는 간섭이 심한 환경이다. 수신 안테나의 수는 4개이고 송신 안테나의 수는 STBC 시스템을 제외하고 모두 4개이다. STBC 시스템의 송신 안테나 개수는 2개이다. 비교하는 시스템은 STBC, SM, STBC-SM 그리고 DSTTD-SM이다. 그리고 대역폭 효율이 5bits/s/Hz로 모두 동일하게 하였다.

표 3. 모의 실험에서 사용한 SUI 채널 환경
Table 3. SUI channel environments in simulation

	Path#	Fading	Delay(μs)	Power(dB)	K-Factor(dB)
SUI-1 $\rho=0.7$	1	Rician	0	0	6.02
	2	Rayleigh	0.4	-15	
	3	Rayleigh	0.9	-20	
SUI-2 $\rho=0.5$	1	Rician	0	0	3.01
	2	Rayleigh	0.4	-12	
	3	Rayleigh	1.1	-15	
SUI-4 $\rho=0.3$	1	Rician	0	0	6.99
	2	Rayleigh	1.5	-10	
	3	Rayleigh	4	-20	

그림 5은 SUI-1 채널에서 수신 성능 결과를 나타낸다. 비트 오류 확률(BER)이 10^{-3} 일 때, DSTTD-SM 시스템의

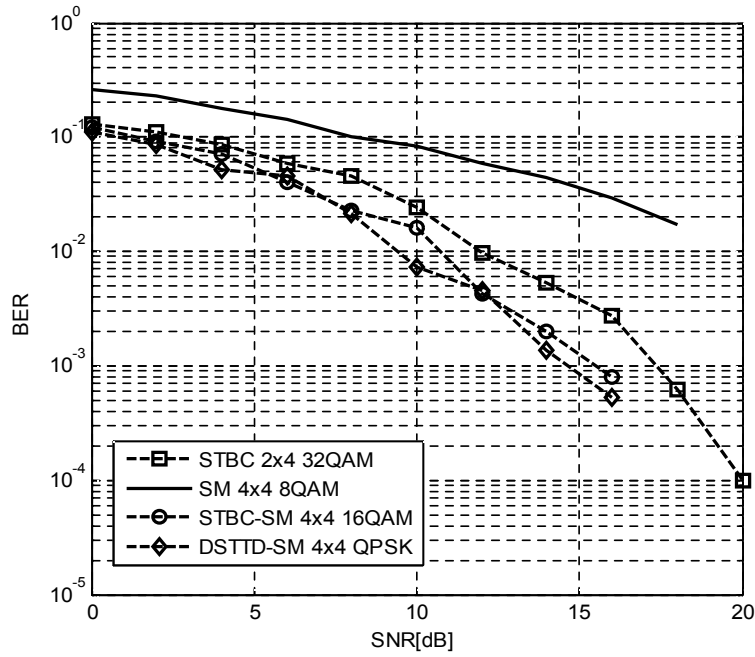


그림 5. SUI-1 채널 환경 5bits/s/Hz
 Fig. 5. Reception Performance in SUI-1 5bits/s/Hz

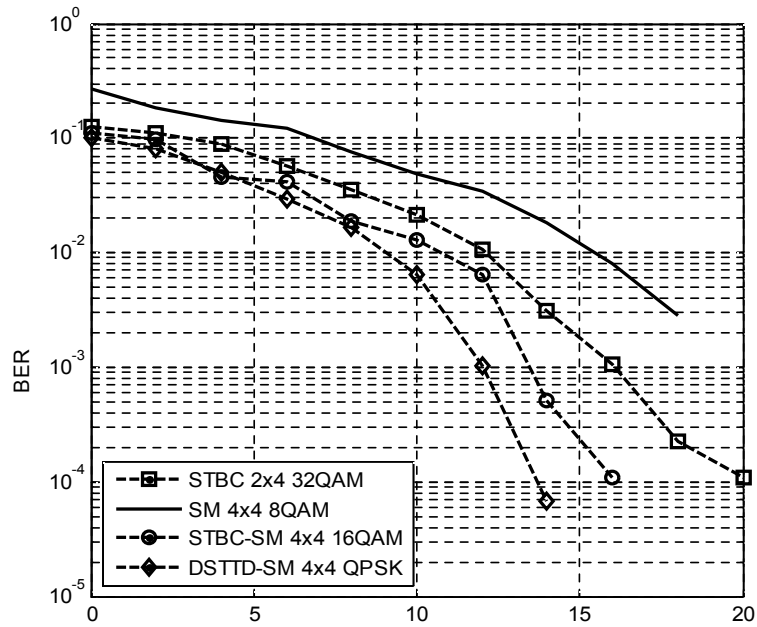


그림 6. SUI-2 채널 환경 5bits/s/Hz
 Fig. 6. Reception Performance in SUI-2 5bits/s/Hz

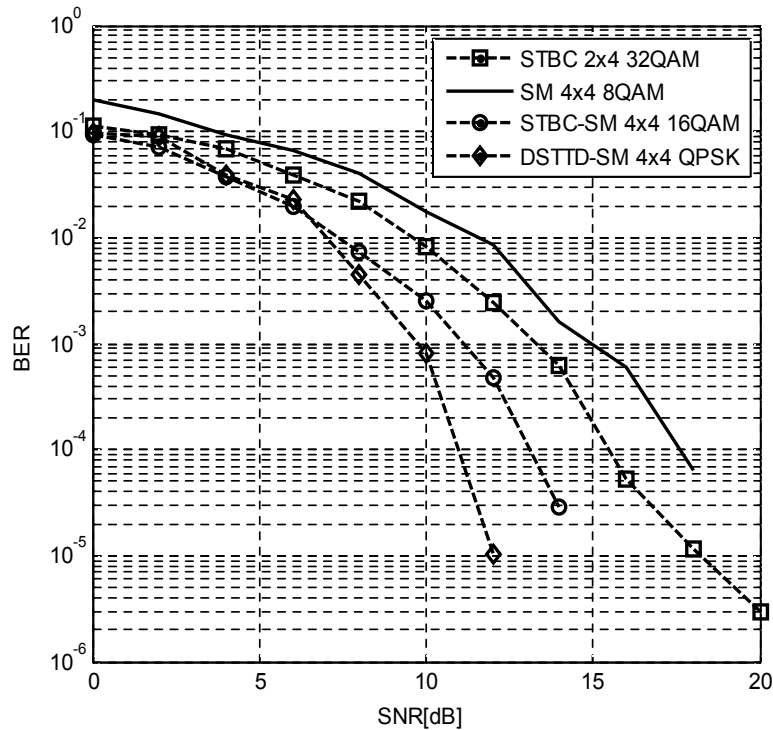


그림 7. SUI-4 채널 환경 5bits/s/Hz
 Fig. 7. Reception Performance in SUI-4 5bits/s/Hz

성능이 STBC-SM 시스템보다 약 1dB, STBC 시스템보다 약 3dB 이득이 있다. 공간적 채널 상관도가 높은 환경에서는 낮은 SNR 영역에서는 기존 다중 안테나 시스템보다 성능이 저하되지만 12dB 이상일 때 성능이 역전된다. 이는 낮은 변조 레벨을 사용하여 이득을 얻기 때문이다. 그리고 그림 6은 SUI-2 채널에 대한 수신 성능을 나타낸다. BER이 10⁻³에 대하여 DSTTD-SM 시스템이 STBC-SM 시스템보다 약 1.5dB, STBC 시스템보다 약 4dB 이득이 있다. 그림 7은 SUI-4 채널에 대한 수신 성능을 나타낸다. BER이 10⁻³에 대하여 DSTTD-SM 시스템이 STBC-SM 시스템보다는 약 1dB, STBC 시스템보다는 약 4dB, 그리고 SM 시스템보다는 약 6dB 이득을 얻는다.

공간적 채널 상관도가 높은 SUI-1 채널의 결과를 통하여 DSTTD-SM 시스템은 부호화 이득을 최대로 얻고 채널 간 상관도의 영향을 감소시키는 직교성을 유지하기 때문에

다른 다중 안테나 시스템보다 이득이 있다.

V. 결론

UHDTV의 전송을 위한 지상파 디지털 방송 시스템에 적합한 SM기반 다중 안테나 시스템은 DSTTD-SM 시스템이다. DSTTD-SM 시스템은 스펙트럼 효율을 향상시키기 위하여 다중 안테나를 모두 사용하면서 안테나 조합에 따른 변조를 가능하게 한다. 그리고 시공간 부호화를 통하여 수신 성능을 향상시켜 기존 다중 안테나 시스템에 비해 향상된 수신 성능을 가진다. 그러므로 한정된 주파수 자원에서 스펙트럼 효율을 향상하기 위한 방법으로는 다중 안테나 시스템이 필요하지만, 지상파 디지털 방송에 적합한 시스템으로는 SM 기법과 다중화 이득을 얻는 기법을 결합하여 공간적 채널 상관도의 영향을 감소시킬 수 있는 기법을 연구하는 것이 필요하다.

참 고 문 헌 (References)

- [1] Y. Matsuo and S. Yano, "Converting Ultrahigh-Definition Video into Digital Cinema by Using Time-Expanding Bi-Directional Motion Estimation and Higher Green Frequency," *IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol.*, vol. 20, no. 1, pp. 65 - 75, Jan. 2010.
- [2] L. Vangelista, N. Benvenuto, S. Tomasin, C. Nokes, J. Stott, A. Filippi, M. Vlot, V. Mignone, and A. Morello, "Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 10, pp. 146-153, Oct. 2009.
- [3] S. Ryu, S. K. Park, D. Oh, G. Sihm, K. Han, and S. Hwang, "Research activities on next-generation mobile communications and services in Korea," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 9, pp. 122-131, Sep. 2005.
- [4] E. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, Feb. 2014.
- [5] Jae Hyun Seo et al. "Study on Improved Polarized 2x2 MIMO Spatial Multiplexing Method for DVB-NHG System," *JBE Vol. 20, No. 1, Jan. 2015.*
- [6] BongGyun Jo and Dong Seog Han, "Performance Analysis and Design of MIMO Systems for Terrestrial Transmission of UHDTV", *Journal of Broadcast Engineering*, pp. 547-54, vol. 15, No. 4, July 2010.
- [7] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2003.
- [8] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "High-Rate Codes That Are Linear in Space and Time", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, NO. 7, July 2002.
- [9] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [10] J.-C. Belfiore, G. Rekaya, and E. Viterbo, "The Golden code: a 2x2 full-rate space-time code with non-vanishing determinants," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 4, pp. 1432-1436, April 2005.
- [11] J. Jeganathan, A. Ghrayeb, L. Szczecinski, and A. Ceron, "Space shift keying modulation for MIMO channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 3692-3703, July 2009.
- [12] Mesleh, R., Haas, H., Sinanovic, S., Ahn, C. W., and Yun, S.: 'Spatial modulation', *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2008, 57-4, 2228 - 2241.
- [13] E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. V. Poor, "Space-Time Block Coded Spatial Modulation," *IEEE Tran. on Commun.*, vol. 59, no. 3, pp. 8230832, Mar. 2011.
- [14] Myung Chul Park and Dong Seog Han, "A Golden Coded-Spatial Modulation MIMO System", *Journal of The Institute of Electronics Engineers of Korea*, Vol. 50, No. 10, October, 2013.
- [15] Myung Chul Park, Bonggyun Jo and Dong Seog Han : 'Double Space Time Transmit Diversity with Spatial Modulation', *IET Electron. Lett.*, 2015, doi:10.1049/el.2015.2240.
- [16] Myung Chul Park, Jihoon and Dong Seog Han, "Hybrid Space Time Block Coded-Spatial Modulation MIMO System" *Korean Society of Broadcast Engineers conference* 2015.
- [17] P. Wolniansky, G. Foschini, G. Golden, and R. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. International Symp. Signals, Syst., Electron. (ISSSE'98)*, pp. 295-300, Pisa, Italy, Sep. 1998.

저 자 소 개



박 명 철

- 2013년 : 경북대학교 전자공학부 공학사
- 2015년 : 경북대학교 전자공학부 공학석사
- 2015년 ~ 현재 : 경북대학교 IT 대학원 박사과정
- ORCID: 0000-0001-6287-9071
- 주관심분야 : MIMO, 디지털 방송통신 신호처리



한 동 석

- 1987년 : 경북대학교 전자공학과 공학사
- 1989년 : KAIST 전기 및 전자공학과 공학석사
- 1993년 : KAIST 전기 및 전자공학과 공학박사
- 1987년 : 10월 ~ 1996년 8월 삼성전자 기술총괄신호처리 연구소 선임연구원
- 1996년 : 8월 ~ 현재 경북대학교 IT대학 교수
- 2006년 : 7월 ~ 2008년 7월 정보통신연구진흥원 디지털 TV/방송사업단 단장
- 2011년 ~ 현재 : 경북대학교 IT·자동차융합연구센터장
- 주관심분야 : 통신신호처리, 지능형 교통 시스템