

# 단일 반송파 시스템을 위한 교번 스위칭 공간 주파수 블록 코딩 기법

## Alternate Time-Switched Space Frequency Block Coding Technique for Single-Carrier System

정 혁 구\*  
(Hyeok-Koo Jung)

**Abstract** - This paper proposes an alternate time-switched space-frequency block coding transmission technique for single-carrier modulation with frequency domain equalization. There are two antennas in the transmitter but it still has only a baseband and RF and a switch that alternates between the antennas at every symbol timing. Alternating transmit symbols result in zeros which make maximal ratio receive combining possible in the receiver. Simulation results show that it has better performance than the traditional algorithm at the expense of one additional antenna.

**Key Words** : Maximal ratio receive combining, SCM-FDE, SFBC, Switch

### 1. 서 론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 은 단일 송수신 안테나 (SISO) 환경인 IEEE802.11a 및 다중 송수신 안테나 (MIMO) 환경인 IEEE802.11n<sup>[1]</sup> 를 비롯한 무선 랜 응용의 경우에 매우 효과적인 변조 방식으로 알려져 있으며, OFDM 에 선택적 결합과 또한 최대 윌 수신 결합<sup>[2]</sup> 을 조합한 기술등이 단일 송수신 안테나 환경을 가정하여 개발되어 왔다. 특히 송신 안테나 수가 증가하는 상황에서도 수신 안테나가 증가하는 상황에서 얻을 수 있는 최대 윌 수신 결합 이득을 얻고자 하는 기술로서 Alamouti 는 space-time code<sup>[3]</sup> 를 제안하였으며, 이것을 block 의 형태로 처리하는 OFDM에 활용하는 연구들이 있었으며, 이것을 Al-Dhahir<sup>[4]</sup> 는 단일 반송파 시스템 중에서 주파수 영역 등화기를 사용하는 SC-FDE (single-carrier modulation with frequency domain equalization) 등에서 활용 연구결과를 제시하였다.

한편 송신 안테나 개수만을 증가시킴으로써 공간 다이버시티를 추가적으로 얻고자 하는 연구는 시간 스위칭을 사용하면서 동일한 데이터를 반복 전송하는 방식으로 연구되어 반복 시간-스위칭 전송 다이버시티 R-TSTD(Repetition time-switched transmit diversity)<sup>[5]</sup> 로 제안되었는데, 이 방식은 RF 블록 이후에 시간 스위칭을 사용하는 방식으로 다중 페이딩 채널 환경에 대한 고려나 또한 단일 안테나 시스템에 대한 고려가 없이 진행된 연구이다. 최근에 진행된

연구는 교번하여 시간 스위칭하는 시공간 블록 코딩 방법<sup>[6]</sup> 이 단일 반송파 시스템 적용을 위하여 제안되었으며, 이 논문은 주파수 영역 등화기를 사용하는 단일 반송파 시스템에 적용하기 위한 공간 주파수 블록 코딩 방법에 교번 스위칭 알고리즘을 적용하는 것을 제안하고, HiperLAN/2 channel A 환경에서 모의 실험하여 그 결과를 제시한다. 모의 실험 결과는 종래의 SFBC SC-FDE 시스템과 비교하였으며, 결과는 비트 오류 (BER) 로서 제시하였다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 종래의 SFBC SC-FDE 시스템과 제안하는 교번 스위칭 공간 주파수 블록 코딩 시스템 (Alternate time-switched SFBC block coding)에 대하여 기술하고, 3장에서는 모의 실험결과와 고찰 그리고 4장에서는 결론을 제시하고자 한다.

### 2. 교번하여 스위칭하는 전송 기법, SFBC 그리고 최대 윌 결합 방법

종래의 SFBC SC-FDE 알고리즘의 송수신 블록도는 그림 1과 같다. SFBC SC-FDE 알고리즘은 종래의 SFBC OFDM 을 단일 반송파 시스템에 적용하기 위하여 수신기에 있는 FFT 블록을 송신기에 구성하여 시간 영역 신호로 만들어 전송하는 방식으로 블록 코딩을 위한 SFBC 알고리즘은 송신기의 IFFT 후에 적용한다. 또한 이 방식은 수신기에서 채널 보상을 위한 알고리즘이 주파수 영역에서 이루어짐을 가정하면, 수신기 단에 채널 보상을 위한 FFT 그리고 IFFT 블록이 추가된다. 송신기와 수신기 사이의 신호가 시간 영역 신호를 송신하며 이것을 수신기에서 수신하였을 때 채널 보상을 위한 FFT 블록 이후에 채널 보상이 주파수 영역에서 진행하며 채널 보상 후에 시간 영역 신호를 만들어 데이터를 결정하는 데 사용한다. SFBC SC-FDE 알고리즘의 성능곡선 및 본 논문에서 제안하는 알고리즘과의 성능

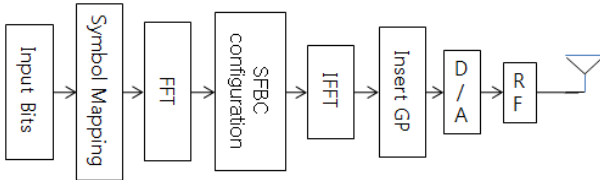
\* 교신저자, 정회원 : 한밭대학교 정보기술대학 정보통신공학과 부교수

E-mail : junghk@hanbat.ac.kr

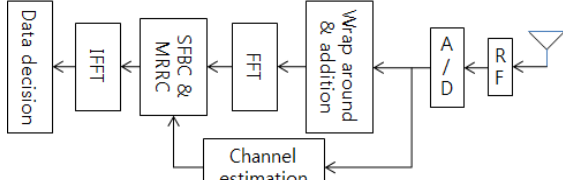
접수일자 : 2013년 10월 30일

수정일자 : 2014년 2월 14일

최종완료 : 2014년 2월 21일

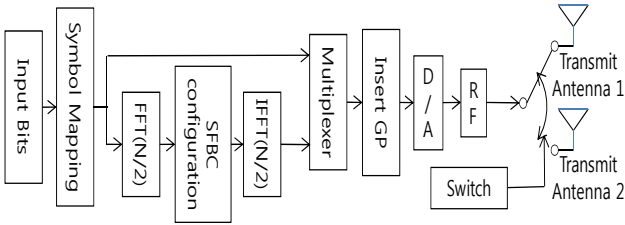


(a) 송신기

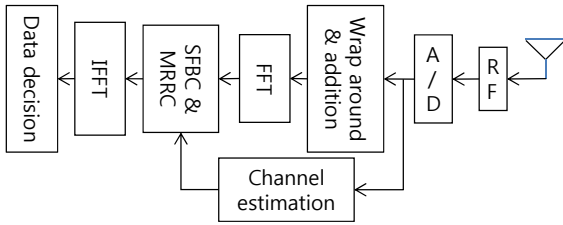


(b) 수신기

그림 1 SFBC SC-FDE 알고리즘의 블록도  
Fig. 1 Block diagram of SFBC SC-FDE algorithm



(a) 송신기



(b) 수신기

그림 2 제안하는 알고리즘의 블록도  
Fig. 2 Block diagram of the proposed algorithm

비교는 3장에서 언급한다.

본 논문에서 제안하는 알고리즘의 송신기 및 수신기 블록도는 그림 2와 같다. 먼저  $N/2$  크기의 사용자 데이터 벡터가 식(1)과 같이  $\mathbf{x}^k$ 로 주어지면,  $N/2$  크기의 FFT 모듈은 이  $\mathbf{x}^k$ 를 입력으로 하여  $\mathbf{X}^k$ 를 출력한다. 여기서  $k$ 는 시간 영역 데이터 블록 인덱스를 의미한다. SFBC 구성 블록은 주파수 영역에서 공간 주파수 블록 코드 수행을 위하여  $k$  번째 데이터 블록의 경우에  $N/2$  크기의 데이터 블록  $\mathbf{X}_{2^{nd} half}^k$ 을 식 (3)과 같이 구성하고,  $N/2$  크기의 IFFT 모듈은  $\mathbf{x}_{2^{nd} half}^k$ 를 출력하여 다중화기(multiplexer)에 입력시킨다.

$$\mathbf{x}_{1^{st} half}^k = \mathbf{x}^k = [x^k(0) x^k(1) \dots x^k(N/2-1)]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{X}_{1^{st} half}^k = \mathbf{X}^k = \mathbf{Q}\mathbf{x}^k = [X(0) X(1) \dots X(N/2-1)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{X}_{2^{nd} half}^k = [-\bar{X}(1) \bar{X}(0) -\bar{X}(3) \bar{X}(2) \dots \bar{X}(N/2-2)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{x}_{2^{nd} half}^k = \mathbf{Q}^H \mathbf{X}_{2^{nd} half}^k = [x_2^k(0) x_2^k(1) \dots x_2^k(N/2-1)]^T \quad (4)$$

여기서  $\mathbf{Q}, (\cdot)_N, (\bar{\cdot}), (\cdot)^T, (\cdot)^H$ 들은 각각 orthonormal discrete Fourier transform matrix, modulo- $N$ , complex-conjugation, transpose, complex-conjugate transpose<sup>[6]</sup>을 의미한다.

$k$  번째 데이터 블록 주기 동안  $\mathbf{x}^k$ 는  $\mathbf{x}_{1^{st} half}^k$ 와  $\mathbf{x}_{2^{nd} half}^k$ 로 구성되는데, 데이터 구성 방법은 다중화기가  $\mathbf{X}_{1^{st} half}^k$ 의 첫 번째 심볼부터 시작해서 순차적으로 하나의 심볼씩 교대로 끼어 넣는다. 제안하는 데이터 블록 형식 대비 스위칭 타이밍은 그림 3에 표현되어 있다. 다중화기 출력은 시간 스위치로 입력되며 그 때의  $k$  번째 데이터 블록은 다음과 같다,

$$\mathbf{x}_{mux}^k = [x_1^k(0) x_2^k(0) x_1^k(1) x_2^k(1) \dots x_2^k(N/2-1)]^T \quad (5)$$

다중화기를 통과한 이후 스위치 동작은  $\mathbf{x}^k = \mathbf{x}_{1^{st} half}^k$ 의 패 심볼 이후에 영("0")을 삽입하는 역할을 수행하며,  $\mathbf{x}_{2^{nd} half}^k$ 의 경우에는 하나의 심볼만큼 회전 이동하는 동작이 추가되어 있게 된다. 이러한 스위치 동작의 결과는  $\mathbf{x}_{1^{st} half}^k$ 와  $\mathbf{x}_{2^{nd} half}^k$ 의 주파수 영역 신호가 주파수 영역에서 불 때 두 번씩 반복하는 것이 되며, 이 반복 동작의 신호 처리 결과는 수신기에서 불 때 MRC(maximal ratio receive) 이득을 얻을 수 있게 된다. 스위치 동작 이후에 송신 안테나들로부터 전송되는 송신 신호는 식 (5)로부터 다음과 같이 유도 된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_1^k &= [x_1^k(0) 0 x_1^k(1) 0 \dots x_1^k(N/2-1) 0]^T \\ \mathbf{s}_2^k &= [0 x_2^k(0) 0 x_2^k(1) 0 \dots x_2^k(N/2-1)]^T \end{aligned} \quad (6)$$

송신 신호의 주파수 영역 표현식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}\mathbf{s}_1^k &= [(\mathbf{X}_{1^{st} half}^k)^T (\mathbf{X}_{1^{st} half}^k)^T]^T \\ \mathbf{Q}\mathbf{s}_2^k &= \mathbf{R}[(\mathbf{X}_{2^{nd} half}^k)^T (\mathbf{X}_{2^{nd} half}^k)^T]^T \end{aligned} \quad (7)$$

여기서  $\mathbf{R} = \text{diag}\{R(n, n)\}$ ,  $R(n, n) = \exp(-j2\pi n / N)$ .

각 데이터 블록은 길이  $\nu$ 의 보호구간이 추가되어 블록간 간섭을 없애도록 설계되어 있다. 다중 채널 모델로는 유립

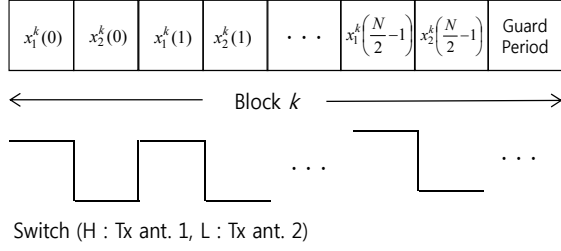


그림 3 제안하는 전송 계획의 데이터 블록 포맷 대 스위칭 시간

Fig. 3 Block format versus switching timing for proposed transmission scheme

형 실내 무선 채널 모델인 HiperLAN/2 channel A를 가정하고 부가 백색 잡음이 더해진다고 가정한다. 전송데이터로 가정된 블록 데이터와 위에서 가정한 무선 채널간의 선형 컨벌루션의 결과는 연속되는 보호 구간 안으로 넘쳐 들어가게 되어 그것들을 랩핑 어라운드로 잘라내어 블록 데이터 컨벌루션 결과의 앞부분 데이터에 더하게 되면 환형 컨벌루션 결과와 같게 된다.

여기에서 우리는 주파수 영역에서 볼 때 두 개의 연속되는 부 반송파들 간의 채널은 고정된 것이라고 가정한다. 시간 영역에서 볼 때 입력 대비 출력 관계식은 다음과 같다.

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{h}\mathbf{s}_1^k + \mathbf{g}\mathbf{s}_2^k + \mathbf{n}^k \quad (8)$$

여기서 위 첨자  $k$ 는 식을 간략하게 표현하기 위하여 생략한다. 벡터  $\mathbf{y}$  는 길이  $N$  의 데이터 블록을 채널을 통과 시킬 때 채널 출력에서 그 길이를 넘어 가는 부분과 더해져서 환형 컨벌루션 처리를 할 수 있게 된다. 한편  $\mathbf{s}_1$  과  $\mathbf{s}_2$  는 각각 길이  $N$  인 블록들이고,  $\mathbf{n}$  은 AWGN 심볼들로 이루어진 길이  $N$  블록이다. 또한  $\mathbf{h}$  과  $\mathbf{g}$  는 첫 번째 열이 채널 임펄스 응답에  $(N-1)$  개의 영("0")이 추가된  $N \times N$  환형 매트릭스들이며 송신기 안테나 1과 2에서 수신기간의 채널

들이며, 아이젠-분해는  $\mathbf{h} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{Q}$  와  $\mathbf{g} = \mathbf{Q}^H \mathbf{G} \mathbf{Q}$  이다. 또한  $\mathbf{H}$  와  $\mathbf{G}$  는 대각 행렬들로서,  $(k, k)$  원소가 CIR 의  $k$  번째 DFT 계수가 된다.<sup>[8]</sup>

시간 영역 벡터  $\mathbf{y}$  는 DFT를 적용하여 주파수 영역 신호로 다음과 같이 변환된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{Q}\mathbf{y} = \mathbf{Q}\mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{Q}\mathbf{s}_1 + \mathbf{Q}\mathbf{Q}^H \mathbf{G} \mathbf{Q}\mathbf{s}_2 + \mathbf{Q}\mathbf{n} \\ &= \mathbf{H} \left[ \left( \mathbf{X}_{1^{st} half} \right)^T \left( \mathbf{X}_{1^{st} half} \right)^T \right]^T \\ &\quad + \mathbf{G} \mathbf{R} \left[ \left( \mathbf{X}_{2^{nd} half} \right)^T \left( \mathbf{X}_{2^{nd} half} \right)^T \right]^T + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (9)$$

$\mathbf{X}_{1^{st} half}$  과  $\mathbf{X}_{2^{nd} half}$  SFBC 쌍을 이루고 데이터 블록내에서 두 번씩 반복된다.

$$\begin{aligned} Y(2k) &= H(2k)X_{1^{st} half}(2k) \\ &\quad + G(2k)R(2k, 2k)X_{2^{nd} half}(2k) + N(2k) \\ Y(2k+1) &= H(2k+1)X_{1^{st} half}(2k+1) + \\ &\quad G(2k+1)R(2k+1, 2k+1)X_{2^{nd} half}(2k+1) \\ &\quad + N(2k+1) \end{aligned} \quad (10)$$

식 (3)에 따른 SFBC 구성 모듈 식을 반영하여 생각하면,

$$\begin{aligned} X_{2^{nd} half}(2k) &= -\bar{X}_{1^{st} half}(2k+1) = -\bar{X}(2k+1) \\ X_{2^{nd} half}(2k+1) &= \bar{X}_{1^{st} half}(2k) = \bar{X}(2k) \end{aligned} \quad (11)$$

그러므로 식(10)은 식 (11) 에 따르면 식 (12)와 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} Y(2k) &= H(2k)X(2k) \\ &\quad - G(2k)R(2k, 2k)\bar{X}(2k+1) + N(2k) \\ Y(2k+1) &= H(2k+1)X(2k+1) \\ &\quad + G(2k+1)R(2k+1, 2k+1)\bar{X}(2k) \\ &\quad + N(2k+1) \end{aligned} \quad (12)$$

$\mathbf{X}_{1^{st} half}$  과  $\mathbf{X}_{2^{nd} half}$  은  $\mathbf{Y}$  의 첫 번째 절반과 두 번째 절반에서 모두 두 번씩 전송되었으므로, 4 개의 수신 신호  $Y(2k), Y(2k+1), Y(N/2+2k), Y(N/2+2k+1)$  를 사용하여 SFBC 결합을 수행하면, 송신신호인  $X(2k)$  와  $X(2k+1)$  를 다음과 같이 구할 수 있게 된다.

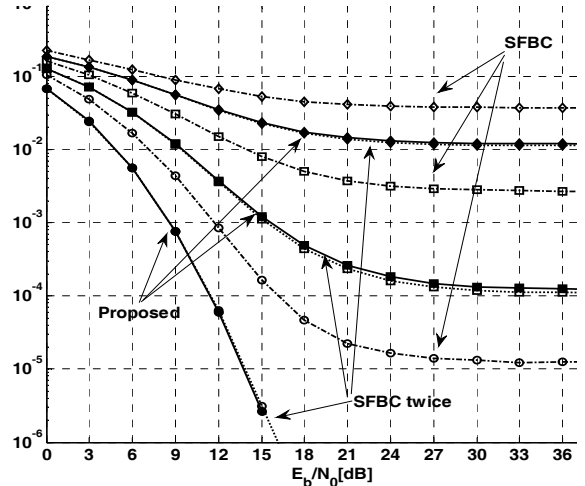
$$\hat{X}(2k) = \frac{\sum_{i=0}^1 \left[ \begin{aligned} &Y\left(\frac{N}{2}i+2k\right)\bar{H}\left(\frac{N}{2}i+2k+1\right) \\ &+ Y\left(\frac{N}{2}i+2k+1\right)G\left(\frac{N}{2}i+2k\right) \\ &\times R\left(\frac{N}{2}i+2k, \frac{N}{2}i+2k\right) \end{aligned} \right]}{\left[ \begin{aligned} &\left| H\left(\frac{N}{2}i+2k\right) \right|^2 + \\ &\sum_{i=0}^1 \left[ \begin{aligned} &\left| G\left(\frac{N}{2}i+2k\right) \right|^2 R\left(\frac{N}{2}i+2k, \frac{N}{2}i+2k\right) \\ &\times \bar{R}\left(\frac{N}{2}i+2k+1, \frac{N}{2}i+2k+1\right) \end{aligned} \right] \end{aligned} \right]} \quad (13)$$

$$\hat{X}(2k+1) \cong \frac{\sum_{i=0}^1 \left( Y\left(\frac{N}{2}i+2k+1\right)\bar{H}\left(\frac{N}{2}i+2k\right) - \bar{Y}\left(\frac{N}{2}i+2k\right)G\left(\frac{N}{2}i+2k+1\right) \right) \times R\left(\frac{N}{2}i+2k+1, \frac{N}{2}i+2k+1\right)}{\sum_{i=0}^1 \left( \left| H\left(\frac{N}{2}i+2k\right) \right|^2 + \left| G\left(\frac{N}{2}i+2k\right) \right|^2 \bar{R}\left(\frac{N}{2}i+2k, \frac{N}{2}i+2k\right) \right)} \quad (14)$$

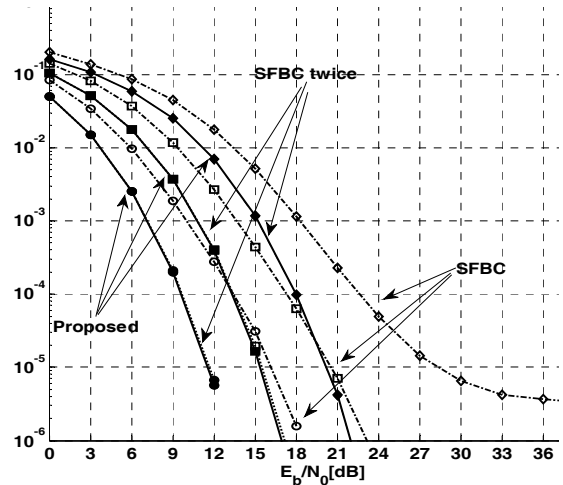
여기서  $k=0, 1, \dots, (N/2-1)$  이고,  $H(2k) \cong H(2k+1)$  그리고  $G(2k) \cong G(2k+1)$  라고 가정한다. 이제  $\hat{X}(2k)$  을 짝수 인덱스 위치에 그리고  $\hat{X}(2k+1)$  을 홀수 인덱스 위치에 정렬하면,  $\hat{\mathbf{X}}$  를 추정할 수 있으며 또한 IFFT 모듈을 사용하면 송신 벡터  $\hat{\mathbf{x}}$  를 추정할 수 있으며, 이 벡터 값을 결정하면 송신 데이터를 구할 수 있다.

### 3. 모의 실험

모의 실험에 사용된 환경 파라미터는 다음과 같다. 20MHz 전체 주파수 대역은  $N=64/512$  개의 부반송파로 나뉘어 진다. 유효 심볼 주기( $3.2\mu s/25.6\mu s$ ) 와 보호 구간( $0.8\mu s$ )을 포함하는 하나의 데이터 블록 주기는  $4\mu s/26.4\mu s$  이다. 모든 데이터 블록  $80/528$  symbols( $64/512$  symbols of data payload 그리고  $16$  symbols of GP)은 송신기에서 그룹핑된다. 모의 실험에 사용된 채널은 HiperLAN/2 channel A 이며 채널 상태 계수는 완벽하게 구할 수 있다고 가정한다. 이 때 사용된 데이터 심볼들은 채널 코덱을 사용하지 않은 미압축이다. 제안하는 알고리즘의 다이버시티 차수는 4차로서, 2차는 SFBC에서 그리고 추가적인 2차는 영("0") 삽입 효과에 따라 추가된 다이버시티이다. 그림 3은 제안하는 교번 스위치 SFBC SC-FDE 알고리즘( $1$  BB/RF and  $2$  TX ant.,  $1$  RX)[proposed] 대비 두 번 반복 전송하는 종래의 SFBC SC-FDE( $2$  BB/RF and  $2$  TX ant.,  $1$  RX)[SFBC twice] 그리고 대비 종래의 SFBC SC-FDE system ( $2$  BB/RF and  $2$  TX ant.,  $1$  RX)[SFBC] 간의 성능을 보여준다. 제안하는 알고리즘은 하드웨어적으로는 SFBC twice 와 비교하여 하드웨어가 절반(BB/RF 블록이 모두 절반) 임에도 불구하고, 스위치 하나 추가하는 복잡도로 그 성능이 SFBC twice와 거의 동일하다. 여기서 SFBC twice는 반복 전송이 없는 SFBC OFDM 시스템[SFBC]보다 MRC 다이버시티가 2차 더 많다. 이 때 각 안테나로부터의 송신 전력은 전체 송신 전력이 일정하도록 단일 송신 안테나 경우의 절반에 해당하게 된다.



(a)  $N = 64$ , 도플러 주파수  $50$  Hz 인 경우



(b)  $N = 512$ , 도플러 주파수  $50$  Hz 인 경우

그림 4 제안하는 알고리즘과 종래의 SFBC SC-FDE 알고리즘 간의 성능 비교

Fig. 4 Performance comparisons between the proposed scheme and the conventional SFBC SC-FDE algorithms

(● ○ : QPSK, ■ □ : 16QAM, ◆ ◇ : 64QAM)

Proposed, SFBC twice :  $N/2$  symbols per an OFDM data block

SFBC :  $N$  symbols per an OFDM data block

### 4. 결 론

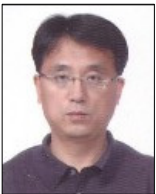
본 논문은 교번 스위칭하는 공간 주파수 블록 코딩 기법을 보호구간이 있는 SC-FDE 시스템에 적용하기 알고리즘을 제안하였다. 이 알고리즘은 하나의 송신 기저대역과 하나의 RF 블록을 가지고 있으면서 두 개의 송신 안테나와 하나의 시간 스위치를 가지고, 종래의 시스템의 다이버시티 차수 2차보다 많은 4차 다이버시티 차수, 최대 유효 결합 이득을 갖게 하는 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘의 비교는 동일한 심볼을 반복전송하는 SFBC SC-FDE 시스템

과 비교하였으며 단순한 다이버시티 이득보다 우수한 성능을 보유함을 확인하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] IEEE P802.11nTM/D3.00, Part 11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications.
- [2] W. G. Jeon and H. K. Jung, "Hybrid SC/MRRC Technique for OFDM Systems," IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, no. 3, pp. 1003-1006, March, 2006.
- [3] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [4] N. Al-Dhahir, "Single-Carrier Frequency-Domain Equalization for Space-Time Block-Coded Transmissions Over Frequency-Selective Fading Channels," IEEE Commun. Letters, vol. 5, no. 7, pp. 304-306, July. 2001.
- [5] B. K. Khoo, S. L. Goff, P. Xiao, "Repetition time-switched transmit diversity as an alternative to Alamouti space-time coding for wireless communication systems," 2011 14th International symposium on WPMC, pp. 1-5, 2011.
- [6] H. K. Jung, "Alternate Time-Switched Space-Time Block Coding technique for OFDM systems," IEICE Trans. Commun., vol. E95-B, no. 9, pp. 3038-3041, Sept. 2012.
- [7] A. Oppenheim and R. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
- [8] G. Strang, Linear algebra and its applications, 3rd ed., Harcourt Brace & company, 1988.

### 저 자 소 개



#### 정 혁 구 (鄭 赫 九)

1985년 연세대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1987년 연세대학교 공과대학 일반대학원 전기공학과 공학석사 졸업. 2004년 중앙대학교 공과대학 전자공학과 공학 박사 졸업. 1987년 - 1992년 (주)금성사 정보기기연구소 선임연구원, 1993년 - 2004년 전자부품연구원 수석연구원, 2004년 - 현재 한밭대학교 정보기술대학 정보통신공학과 부교수