

# OFDM 시스템에 적용가능한 교번 스위칭하는 다중화 시공간 블록 코딩 기법

## Alternate Time-Switched Multiplexed Space-Time Block Coding technique for OFDM systems

정 혁 구\*  
(Hyeok Koo Jung)

**Abstract** - This paper proposes an alternate time-switched multiplexed space-time block coding technique for orthogonal frequency division modulation systems. The traditional multiplexed space-time block coding technique can provide more data rate owing to multiple transmit and receive technique, which causes a lot of hardware burden. Alternate time-switched scheme of transmitting time-domain zeros can reduce this hardware burden by half with time-domain switches only. Simulation results show that alternate time-switched scheme has almost same performance with half of baseband and RF modules in comparison with a multiplexed space-time block coding for orthogonal frequency division modulation systems with twice repetitive transmission.

**Key Words** : Diversity, MRC, OFDM, STBC, Switch

### 1. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 무선 랜 환경[1]에서 효율적으로 알려져 있으며, OFDM의 결합 기술중 하나인 선택 결합과 최대 윌 수신 결합(MRRC)[2]의 결합 기술은 단일 안테나 환경을 고려하여 연구되어 왔다. 사용자들의 광대역 데이터 요구에 대응하기 위하여 송신 안테나 수가 증가하고 있는 환경에서 최대 윌 결합 이득을 얻으려는 연구로는 Alamouti의 STBC[3]가 있었고, Al-Dhahir[4]는 그것의 응용범위를 단일 반송파 시스템에 적용하는 것을 제안하였다. 특히 STBC 신호의 다중 송신의 경우에 병렬 송신 신호들의 간섭 제거 방법은 다중 사용자 환경에서 STBC 간섭 억제 기술[5]이 제안되었으며, 이러한 다중화 시공간 블록 코딩 OFDM 알고리즘은 모든 가능한 송신 안테나들을 여러 개의 그룹들로 나누고 각 그룹에 STBC 알고리즘을 적용하며, 정보 스트림은 개별적인 그룹들에서 전송될 부분 스트림들로 나뉘어서 처리된다. 또한 송신 안테나 수를 증가함으로써 추가적인 공간 다이버시티를 얻는 반복 스위칭 송신 다이버시티(R-TSTD)[6]이 제안되었으며, 최근에 RF 블록이후에 교번하여 스위칭하는 STBC[7]기술을 OFDM 시스템에 적용하는 기술이 제안되었으며, 이 논문은 이와 같은 교번 스위칭 기술을 다중 송수신 안테나 시스템인 다중화 STBC OFDM에 확장하는 알고리

즘을 제안하고자 한다.

무선 랜을 포함하여 최근의 통신 시스템은 사용자의 대용량 데이터 필요를 만족시키고자 송신기의 수를 증가하고 있으며 그에 따라 송신기 하드웨어는 점점 더 커져가고 있다. 교번하여 스위칭하는 알고리즘은 이와 같은 하드웨어 복잡도를 스위치 도입으로 해결함으로써 같은 성능을 유지하는 저 복잡도 송신기가 가능해지게 된다. IEEE802.11n 시스템 [1]은 STBC 알고리즘을 적용하고 있고 4개의 송신기 안테나를 사용하는데 교번 스위칭 알고리즘은 기저대역과 RF 블록을 반으로 감소시키는 것이 가능해진다.

이 논문은 다중화 STBC 알고리즘에 교번하여 스위칭하는 알고리즘을 제안하고 HiperLAN/2 A 채널에서 모의실험하고 그 결과를 제시한다. 모의 실험결과는 종래의 다중화 STBC OFDM 시스템과 비교하였으며, 결과는 비트 오류율(BER)로서 제시하였다. 논문의 구성은 2장에서는 교번하여 스위칭하는 다중화 STBC OFDM 알고리즘을 제안하며 시간 영역과 주파수 영역에서 신호를 기술한다. 모의실험 환경과 비교 시스템 모델은 3장에서 기술하였으며, 4장에서 결론을 제시하였다.

### 2. 교번하여 스위칭하는 다중화 STBC OFDM 알고리즘

제안하는 알고리즘의 송신기 그리고 수신기 블록도는 그림 1에 제시하며, 종래의 다중화 STBC OFDM 알고리즘의 블록도는 그림 2와 같다. 종래의 다중화 STBC OFDM 알고리즘은 STBC 그룹이 병렬로 구성됨을 의미하며, 그 STBC 그룹수에 따라 송수신 모듈의 개수가 결정되며, 본 논문에서 비교 대상으로는 4Tx 2Rx인 시스템으로 구성하였다. 본 논문에서 제안하는 교번 스위칭 다중화 STBC OFDM 알고리

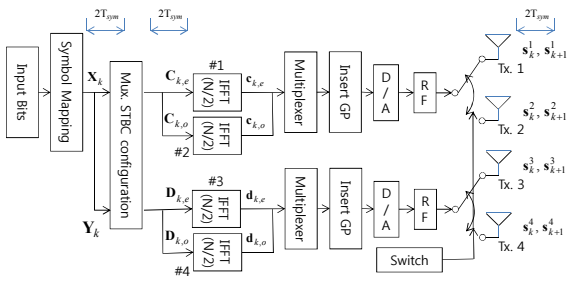
\* Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Hanbat National University, Korea

E-mail : junghk@hanbat.ac.kr

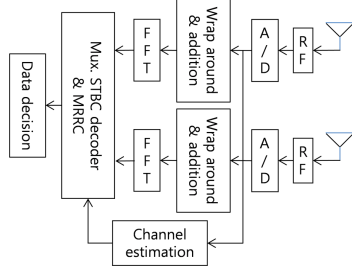
접수일자 : 2016년 4월 27일

수정일자 : 2016년 5월 21일

최종완료 : 2016년 5월 24일



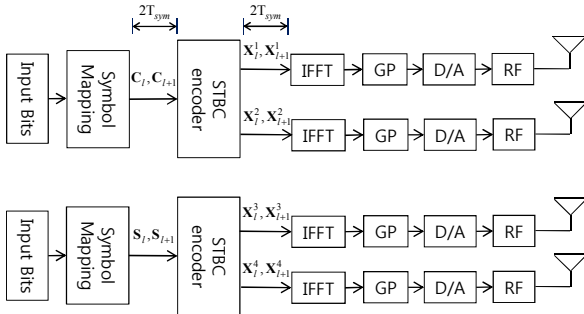
(a) 송신기



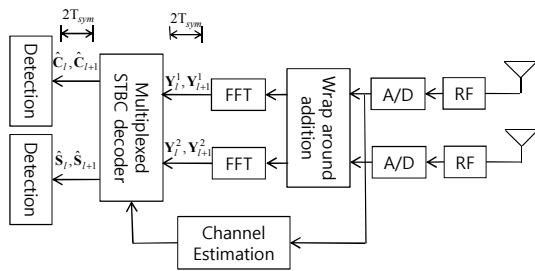
(b) 수신기

그림 1 제안하는 교번 스위칭 다중화 STBC OFDM 시스템 블록도

Fig. 1 Block diagram of the proposed Alternate time-switched multiplexed STBC OFDM system



(a) 송신기



(b) 수신기

그림 2 종래의 다중화 STBC OFDM 시스템 블록도

Fig. 2 Block diagram of the traditional multiplexed STBC OFDM system

증의 송신기는 두 개의 부분으로 즉 두 개의 STBC OFDM 그룹으로 구성되며, 송신기에서 위쪽 반의 동작은 아래 쪽 반의 동작과 동일하다. 두 개의 크기  $N$ 의 데이터 블록들,

$\mathbf{X}_k$ 와  $\mathbf{Y}_k$ , 은  $k$  번째 데이터 블록 구간과  $(k+1)$  번째 데이터 블록 구간에 전송되며 그림 3과 같이 전송된다. 여기에서  $k$  번째 데이터 블록은 사용자 데이터로 구성되고,  $(k+1)$  번째 데이터 블록은 주파수 영역에서 OFDM STBC 를 구성할 수 있도록  $k$  번째 데이터 블록을 다음과 같이 변형하여 사용한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k &= [X(0)X(1) \cdots X(N-1)]^T \\ \mathbf{Y}_k &= [Y(0)Y(1) \cdots Y(N-1)]^T \end{aligned} \quad (1)$$

$k$  번째 데이터 블록 구간의 사용자 데이터는 시간 위치 인덱스가 짝수나 홀수나에 따라 두 개의  $N/2$  크기의 블록들로 나누고 각각의 나누어진 블록들은 각각  $N/2$  크기의 IFFT 모듈에 입력된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{k,e} &= [X(0)X(2) \cdots X(N-2)]^T \\ \mathbf{C}_{k,o} &= [X(1)X(3) \cdots X(N-1)]^T \\ \mathbf{D}_{k,e} &= [Y(0)Y(2) \cdots Y(N-2)]^T \\ \mathbf{D}_{k,o} &= [Y(1)Y(3) \cdots Y(N-1)]^T \end{aligned} \quad (2)$$

IFFT 모듈의 4가지 출력은 식 (3) 과 같이 정리된다.

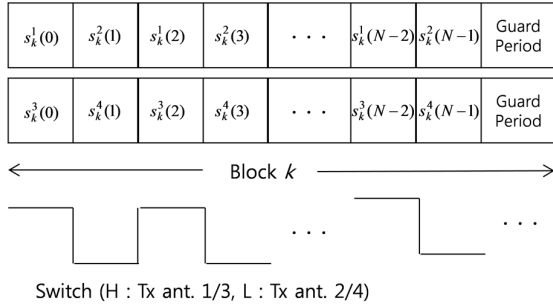
$$\begin{aligned} \mathbf{Q}^H \mathbf{C}_{k,e} &= \mathbf{c}_{k,e}, \mathbf{Q}^H \mathbf{C}_{k,o} = \mathbf{c}_{k,o} \\ \mathbf{Q}^H \mathbf{D}_{k,e} &= \mathbf{d}_{k,e}, \mathbf{Q}^H \mathbf{D}_{k,o} = \mathbf{d}_{k,o} \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서  $\mathbf{Q}, (\cdot)_{N^2}, (\cdot)^T, (\cdot)^H$ 은 각각 정규 직교 DFT 행렬, 모듈러- $N$ , 공액 복소수, 전치, 전치공액 복소수를 의미한다. 제안하는 송신 방식의 블록 형식 대 스위칭 시간은 그림 3과 같다.

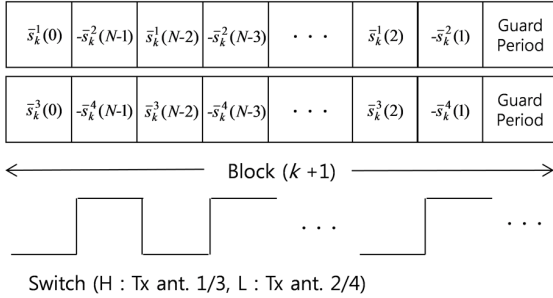
두 개의 IFFT 출력들은 주파수 영역에서 스위칭과 STBC 동작을 수행하기 위하여 IFFT(#1 과 #3)의 첫 번째 출력 심볼부터 시작하여 다중화기에서 심볼 하나씩 인터리브된다. 다중화기 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \left[ c_{k,e}(0) c_{k,o}(0) c_{k,e}(1) c_{k,o}(1) \cdots c_{k,e}\left(\frac{N}{2}-1\right) c_{k,o}\left(\frac{N}{2}-1\right) \right]^T \\ & \left[ d_{k,e}(0) d_{k,o}(0) d_{k,e}(1) d_{k,o}(1) \cdots d_{k,e}\left(\frac{N}{2}-1\right) d_{k,o}\left(\frac{N}{2}-1\right) \right]^T \end{aligned} \quad (4)$$

다중화기와 시간 스위칭 동작은  $N/2$  크기의 IFFT 모듈(#1과 #3)의 매 심볼 뒤에 영('0')을 삽입하게 되고, 그 이후에 한 심볼씩 선형 회전을 하여  $N/2$  크기의 IFFT 모듈(#2와 #4)에 입력된다. 이 결과로 주파수 영역에서 하나의 OFDM 심볼 구간에서 데이터 블록들이 두 번 반복하게 되며, 이러한 반복전송으로 수신기에서는 MRC 이득을 얻을 수 있게 된다. 시간 스위칭 이후에 다중화기  $k$  번째와  $(k+1)$  번째 데이터 블록 구간동안의 송신 안테나 1, 2, 3, 4의 시간 영역 신호는 표 1에 정리하였다.  $(k+1)$  번째 데이터 블록은 수신기에서 STBC와 추가적인 MRC 이득을 얻을 목적으로  $k$  번째 데이터 블록에 해당하는 다중화기 출력으로 만든다.



(a) 블록 k 신호



(b) 블록 (k+1) 신호

**그림 3** 제안하는 송신 방식의 블록 형식 대 스위칭 시간  
**Fig. 3** Block Format versus switching timing for proposed transmissions scheme

**표 1** 송신기에서의 시간 영역 신호

**Table 1** Time domain signals at the transmitters

	$\mathbf{s}_k^1$	$\mathbf{s}_k^2$	$\mathbf{s}_{k+1}^1$	$\mathbf{s}_{k+1}^2$
Even Index	$s_k^1(n) = c_{k,e} \binom{n}{2}$	0	0	$\bar{s}_k^1((-n)_N)$
Odd Index	0	$s_k^2(n) = c_{k,o} \binom{n-1}{2}$	$-\bar{s}_k^2((-n)_N)$	0

	$\mathbf{s}_k^3$	$\mathbf{s}_k^4$	$\mathbf{s}_{k+1}^3$	$\mathbf{s}_{k+1}^4$
Even Index	$s_k^3(n) = d_{k,e} \binom{n}{2}$	0	0	$\bar{s}_k^3((-n)_N)$
Odd Index	0	$s_k^4(n) = d_{k,o} \binom{n-1}{2}$	$-\bar{s}_k^4((-n)_N)$	0

Even index:  $n=0, 2, \dots, (N-2)$ ,

Odd index:  $n=1, 3, \dots, (N-1)$

RF 모듈 이후의 두 개의 스위치들은 매 심볼마다 데이터 블록의 심볼들을 송신 안테나 1과 2에 그리고 송신 안테나 3과 4에 교대로 연결시키며, 연결되지 않았을 때는 영('0')을 발생시킨다. 다중화기 출력들은 시간 스위치로 입력되며  $k$  번째와  $(k+1)$  번째 데이터 블록은 다음과 같다.

송신 안테나  $i$  에서의 DFT 신호  $\mathbf{s}_k^i, \mathbf{s}_{k+1}^i \ i \in \{1,2\}$  는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Qs}_k^1 &= \mathbf{Q}[c_{k,e}(0) \ 0 \ c_{k,e}(1) \ 0 \ \dots \ c_{k,e}(N-1) \ 0]^T \\ &= [(\mathbf{C}_{k,e})^T (\mathbf{C}_{k,e})^T]^T \\ \mathbf{Qs}_k^2 &= \mathbf{Q}[0 \ c_{k,o}(0) \ 0 \ c_{k,o}(1) \ 0 \ \dots \ c_{k,o}(N-1)]^T \\ &= \mathbf{R}[(\mathbf{C}_{k,o})^T (\mathbf{C}_{k,o})^T]^T \\ \mathbf{Qs}_{k+1}^1 &= \bar{\mathbf{R}}[-(\mathbf{C}_{k,o})^H \ -(\mathbf{C}_{k,e})^H]^T \\ \mathbf{Qs}_{k+1}^2 &= [(\mathbf{C}_{k,e})^H (\mathbf{C}_{k,e})^H]^T \\ \mathbf{Qs}_k^3 &= [(\mathbf{D}_{k,e})^T (\mathbf{D}_{k,e})^T]^T \\ \mathbf{Qs}_k^4 &= \mathbf{R}[(\mathbf{D}_{k,o})^T (\mathbf{D}_{k,o})^T]^T \\ \mathbf{Qs}_{k+1}^3 &= \bar{\mathbf{R}}[(\mathbf{D}_{k,o})^H \ (\mathbf{D}_{k,o})^H]^T \\ \mathbf{Qs}_{k+1}^4 &= [(\mathbf{D}_{k,e})^H (\mathbf{D}_{k,e})^H]^T \end{aligned} \quad (5)$$

여기에서,

$$\mathbf{R} = \text{diag}R(n, n), R(n, n) = \exp(-j2\pi n/N) [8]$$

각 블록은 길이  $\nu$ 의 보호구간을 추가하여 블록 간 간섭을 제거한다. HiperLAN/2 채널 A에 백색잡음이 있는 실험 환경을 사용하였다. 블록 데이터와 채널 간의 선형 콘벌루션 출력은 계속되는 보호 구간으로 넘치게 되고 그 보호구간으로 넘친 데이터를 랩 어라운드(Wrap around)하여 블록 데이터의 시작되는 부분에 더하여 선형 콘벌루션을 환형 콘벌루션으로 만든다. 여기에서 채널은 두 개의 연속되는 OFDM 데이터 블록간에 일정하다고 가정한다. 시간 영역에서의 입력 출력 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_k^1 &= \mathbf{h}_k^{11} \mathbf{s}_k^1 + \mathbf{h}_k^{12} \mathbf{s}_k^2 + \mathbf{h}_k^{13} \mathbf{s}_k^3 + \mathbf{h}_k^{14} \mathbf{s}_k^4 + \mathbf{n}_k^1 \\ \mathbf{z}_{k+1}^1 &= \mathbf{h}_{k+1}^{11} \mathbf{s}_{k+1}^1 + \mathbf{h}_{k+1}^{12} \mathbf{s}_{k+1}^2 + \mathbf{h}_{k+1}^{13} \mathbf{s}_{k+1}^3 + \mathbf{h}_{k+1}^{14} \mathbf{s}_{k+1}^4 + \mathbf{n}_{k+1}^1 \\ \mathbf{z}_k^2 &= \mathbf{h}_k^{21} \mathbf{s}_k^1 + \mathbf{h}_k^{22} \mathbf{s}_k^2 + \mathbf{h}_k^{23} \mathbf{s}_k^3 + \mathbf{h}_k^{24} \mathbf{s}_k^4 + \mathbf{n}_k^2 \\ \mathbf{z}_{k+1}^2 &= \mathbf{h}_{k+1}^{21} \mathbf{s}_{k+1}^1 + \mathbf{h}_{k+1}^{22} \mathbf{s}_{k+1}^2 + \mathbf{h}_{k+1}^{23} \mathbf{s}_{k+1}^3 + \mathbf{h}_{k+1}^{24} \mathbf{s}_{k+1}^4 + \mathbf{n}_{k+1}^2 \end{aligned} \quad (6)$$

$\mathbf{z}_k^j, \mathbf{z}_{k+1}^j \ j \in \{1,2\}$  는 수신 안테나  $j$ 에서  $k$  번째와  $(k+1)$  번째 데이터 블록 구간 동안의 길이  $N$ 의 블록들이며, 길이  $N$ 의 데이터 블록을 넘어가는 채널 출력의 넘치는 부분과 수신 데이터 블록의 앞 부분과 더하여 환형 콘벌루션을 수행한다.

$\mathbf{s}_k^i, \mathbf{s}_{k+1}^i \ i \in \{1,2,3,4\}$ 은 송신 안테나  $i$ 에서 길이  $N$ 의 송신 신호 블록들이며,  $\mathbf{n}_k^j, \mathbf{n}_{k+1}^j \ j \in \{1,2\}$ 는 길이  $N$ 의 AWGN 심볼 블록들이다.  $\mathbf{h}_k^j, \mathbf{h}_{k+1}^j, \mathbf{s}_k^j$ 와  $\mathbf{g}_{k+1}^j$ 는 송신기  $j$ 에서 수신기  $j$ 로의 채널, 특히  $N \times N$  환형 행렬로서 첫 번째 열은 채널 임펄스 응답(CIR)에  $(N-\nu-1)$ 개의 영이 첨부되어 있으며,  $\mathbf{h} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{Q}$ 와  $\mathbf{g} = \mathbf{Q}^H \mathbf{G} \mathbf{Q}$ 와 같이 아이겐-분해가 된다.  $\mathbf{H}, \mathbf{G}$ 는 대각 행렬들이며  $(k, k)$  원소는 CIR의  $k$  번째 DFT 상수를 의미한다[9]. 시간 영역 블록 신호  $\mathbf{z}_k^j, \mathbf{z}_{k+1}^j \ j \in \{1,2\}$ 는 DFT를 적용하여 주파수 영역으로 변환된다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}_k^j \\ \bar{\mathbf{Z}}_{k+1}^j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^{j1} & \mathbf{RH}_k^{j2} \\ \bar{\mathbf{H}}_{k+1}^{j2} & -\mathbf{R}\bar{\mathbf{H}}_{k+1}^{j1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [(\mathbf{C}_e)^T (\mathbf{C}_e)^T]^T \\ [(\mathbf{C}_o)^T (\mathbf{C}_o)^T]^T \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$+ \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^{j3} & \mathbf{RH}_k^{j4} \\ \bar{\mathbf{H}}_{k+1}^{j4} & -\mathbf{R}\bar{\mathbf{H}}_{k+1}^{j3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [(\mathbf{D}_e)^T (\mathbf{D}_e)^T]^T \\ [(\mathbf{D}_o)^T (\mathbf{D}_o)^T]^T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_k^j \\ \bar{\mathbf{N}}_{k+1}^j \end{bmatrix}$$

여기에서  $j$  (1 또는 2) 는 수신 안테나 인덱스이다. 식 (7)은 다음과 같이 기술할 수 있다.

$$\mathbf{Z}^j = \mathbf{H}^{j1}\mathbf{C} + \mathbf{H}^{j2}\mathbf{D} + \mathbf{N}^j \quad (8)$$

여기에서,  $\mathbf{Z}^j = [\mathbf{Z}_k^j \bar{\mathbf{Z}}_{k+1}^j]^T$ ,

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}_1 \mathbf{C}_2]^T, \mathbf{D} = [\mathbf{D}_1 \mathbf{D}_2]^T,$$

$$\mathbf{N}^j = [\mathbf{N}_k^j \bar{\mathbf{N}}_{k+1}^j]^T, \mathbf{C}_1 = [(\mathbf{C}_e)^T (\mathbf{C}_e)^T]^T, \mathbf{C}_2 = [(\mathbf{C}_o)^T (\mathbf{C}_o)^T]^T$$

$$\mathbf{H}^{j1} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^{j1} & \mathbf{RH}_k^{j2} \\ \bar{\mathbf{H}}_{k+1}^{j2} & -\mathbf{R}\bar{\mathbf{H}}_{k+1}^{j1} \end{bmatrix}, \mathbf{H}^{j2} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^{j3} & \mathbf{RH}_k^{j4} \\ \bar{\mathbf{H}}_{k+1}^{j4} & -\mathbf{R}\bar{\mathbf{H}}_{k+1}^{j3} \end{bmatrix}$$

여기에서 부터는 식을 간단하게 하기 위하여  $k=1$  로 가정한다.  $\mathbf{H}^{jm}$  은 수신 안테나  $j$  그리고  $m$  번째 STBC 인코딩 그룹과 관련된 채널 행렬을 의미한다. 송신 안테나가 4개 수신 안테나가 2개인 경우를 생각하면 식 (8) 은 다음과 같다.

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{E} + \mathbf{N} \quad (9)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} (\mathbf{Z}^1)^T \\ (\mathbf{Z}^2)^T \end{bmatrix}, \mathbf{E} = [\mathbf{C}^T \mathbf{D}^T]^T, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} (\mathbf{N}^1)^T \\ (\mathbf{N}^2)^T \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^1 & \mathbf{H}^2 \\ \mathbf{H}^2 & \mathbf{H}^1 \end{bmatrix}^T$$

식 (9)에서 송신 신호 벡터  $\mathbf{C}$ 와  $\mathbf{D}$ 를 복원하기 위해서 가중 행렬  $\mathbf{W}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & -\mathbf{H}^2(\mathbf{H}^2)^{-1} \\ -\mathbf{H}^2(\mathbf{H}^1)^{-1} & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{G}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}^1 & \mathbf{H}^2 \\ \mathbf{H}^2 & \mathbf{H}^1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (10)$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}^1 - \mathbf{H}^2(\mathbf{H}^2)^{-1}\mathbf{H}^2$$

$$\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{H}^2 - \mathbf{H}^2(\mathbf{H}^1)^{-1}\mathbf{H}^1$$

식 (9)에  $\mathbf{W}$ 를 왼쪽에서 곱하면,

$$\mathbf{WZ} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{G}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{D} \end{bmatrix} + \mathbf{W} \begin{bmatrix} (\mathbf{N}^1)^T \\ (\mathbf{N}^2)^T \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (11)의  $\mathbf{WZ}$ 는  $(4N) \times 1$  열 벡터이며, 첫 번째 1/4의 첫 번째 절반과 두 번째 1/4의 첫 번째 절반은  $\mathbf{C}_{k,e}$ 와  $\mathbf{C}_{k,o}$ 에

각각 관련이 있으며, 세 번째 1/4의 첫 번째 절반과 네 번째 1/4의 첫 번째 절반은  $\mathbf{D}_{k,e}$ 과  $\mathbf{D}_{k,o}$ 에 각각 관련이 있다. 또한 첫 번째와 두 번째 1/4의 두 번째 절반은  $\mathbf{C}_{k,e}$ 와  $\mathbf{C}_{k,o}$ 와 각각 관련이 있으며, 세 번째와 네 번째 1/4의 두 번째 절반은 각각  $\mathbf{D}_{k,e}$ 과  $\mathbf{D}_{k,o}$ 와 관련이 있으므로, 최대 유효 결합 방법을 사용하면 다음과 같이 추가적인 이득을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{C}}_{k,e}(i) \\ \hat{\mathbf{C}}_{k,o}(i) \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i \\ N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} & R \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i, \frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}} \begin{pmatrix} N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \\ \tilde{\mathbf{H}} \begin{pmatrix} N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} & -R \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i, \frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}} \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{WZ} \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \\ \mathbf{WZ} \begin{pmatrix} N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{D}}_{k,e}(i) \\ \hat{\mathbf{D}}_{k,o}(i) \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}} \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i \\ N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} & R \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i, \frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \tilde{\mathbf{G}} \begin{pmatrix} N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \\ \tilde{\mathbf{G}} \begin{pmatrix} N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} & -R \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i, \frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \tilde{\mathbf{G}} \begin{pmatrix} \frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{WZ} \begin{pmatrix} 2N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \\ \mathbf{WZ} \begin{pmatrix} 3N+\frac{N}{2}k+i \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기에서,  $M(i, j)$  은  $\mathbf{M}$  행렬의 행  $i$ , 열  $j$ 의 원소이다. 식 (12)와 (13)을 보면 두 개의 STBC 그룹은 데이터  $\mathbf{C}$ 와  $\mathbf{D}$ 는 각각 분리된다. 식 (12)와 (13)의 처음 부분은 다중화 STBC OFDM의 복호이며, 식 (12)와 (13)의 두 번째 부분은 교번 시간 스위칭 알고리즘에 의한 추가적인 다중화 STBC OFDM의 복호와 관련된 수식이다. 교번 스위칭 알고리즘은 두 번째 추가적인 STBC 복호 과정으로부터 추가적인 주파수 다이버시티를 얻을 수 있다.

$\mathbf{X}$ 의 짝수/홀수 인덱스 원소들의 집합은  $\mathbf{C}_{k,e}/\mathbf{C}_{k,o}$ 이며,  $\mathbf{Y}$ 의 짝수/홀수 인덱스 원소들의 집합은  $\mathbf{D}_{k,e}/\mathbf{D}_{k,o}$ 이므로 식 (12)와 (13)에서 송신 신호 벡터를 추정할 수 있다. 추정된  $\hat{\mathbf{C}}_{k,e}/\hat{\mathbf{D}}_{k,e}$ 은  $\hat{\mathbf{X}}_k/\hat{\mathbf{Y}}_k$ 의 짝수 인덱스 위치에 그리고  $\hat{\mathbf{C}}_{k,o}/\hat{\mathbf{D}}_{k,o}$ 은  $\hat{\mathbf{X}}_k/\hat{\mathbf{Y}}_k$ 의 홀수 인덱스 위치에 다음과 같이 위치시킨다.

$$\hat{\mathbf{X}}_k = [\hat{\mathbf{C}}_{k,e}(0) \hat{\mathbf{C}}_{k,o}(0) \hat{\mathbf{C}}_{k,e}(1) \hat{\mathbf{C}}_{k,o}(1) \dots \hat{\mathbf{C}}_{k,e}(N/2-1) \hat{\mathbf{C}}_{k,o}(N/2-1)]^T$$

$$\hat{\mathbf{Y}}_k = [\hat{\mathbf{D}}_{k,e}(0) \hat{\mathbf{D}}_{k,o}(0) \hat{\mathbf{D}}_{k,e}(1) \hat{\mathbf{D}}_{k,o}(1) \dots \hat{\mathbf{D}}_{k,e}(N/2-1) \hat{\mathbf{D}}_{k,o}(N/2-1)]^T \quad (14)$$

### 3. 모의 실험

모의 실험에 사용한 단일 반송파 시스템의 환경변수는 다음과 같다. 전체 20MHz 대역은 N=64 개의 데이터 블록들로 나누어진다. 유효 심볼 주기(3.2 $\mu$ s)와 보호 구간(0.8 $\mu$ s)을 포함한 하나의 데이터 심볼 주기는 4 $\mu$ s이다. 송신기에서는 80 개의 심볼들(데이터 payload 는 64, GP는 16 데이터 심볼)마다 그룹으로 묶어서 전송한다. HiperLAN/2 채널 A를 모의 실험 환경으로 사용하였으며 채널 상태 정보는 완벽하게 알고 있다고 가정한다. 채널 모델의 각 경로는 도플러 주파수는 50 Hz의 독립적인 레일리 페이딩을 겪게 하였다. 사용한 데이터 심볼들은 채널 코딩이 없는 인코딩되지 않은 데이터를 사용하였다. 이 알고리즘에 의하여 추가적으로 얻은 다이버시티 차수는 2이며 이것은 영('0') 삽입 효과에 의한 것이다. 그림 3에서는 제안하는 교번 스위칭 다중화 STBC OFDM 알고리즘과 두 번 반복 전송하는 다중화 STBC OFDM 시스템 그리고 반복전송이 없는 다중화 STBC OFDM 시스템들의 성능을 비교하였다. 제안하는 알고리즘(ALT MUX)의 성능은 두 번 반복 전송하는 다중화 STBC OFDM 알고리즘(MUX TWICE)와 거의 동일하였으며, 반복전송이 없는 다중화 STBC OFDM 알고리즘(MUX)에 비하여 2차의 다이버시티 차수를 더 얻을 수 있었다. 제안하는 알고리즘은 두 개의 기저대역과 두 개의 RF 모듈이 없고 단지 두 개의 시간 스위치만을 추가 하음에도 MUX TWICE 와 비교하여 거의 동일한 성능을 보이며, MUX 와

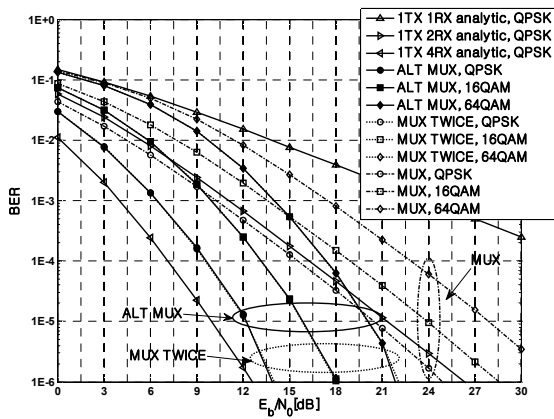


그림 4 제안하는 교번 스위칭 다중화 STBC OFDM과 종래의 방식과의 성능 비교

공통 조건 : 4 TX 안테나, 2 RX 안테나, ALT MUX : 2 BB/RF, N 심볼/ 하나의 OFDM 심볼 구간, MUX TWICE : 4 BB/RF, MUX : 4 BB/RF, 2N 심볼/ 하나의 OFDM 심볼 구간

Fig. 4 Performance comparison between the proposed alternate time-switched multiplexed STBC OFDM and the traditional technologies

Common condition : 4 TX antennas and 2 RX antennas, ALT MUX : 2 BB/RF, N symbols/an OFDM symbol period, MUX TWICE : 4 BB/RF, N symbols/an OFDM symbol period, MUX : 4 BB/RF, 2N symbols/an OFDM symbol period

비교하면 제안하는 ALT MUX 알고리즘이 데이터 전송 속도는 반으로 주는 단점을 감안하여도 우수한  $E_b/N_0$  성능을 보인다.

표 2 모의 실험 환경

Table 2 Simulation environment

	Hardware	Data rate [Symbols]	Switch
ALT MUX	2 BB, 2 RF	N	2
MUX TWICE	4 BB, 4 RF	N	0
MUX	4 BB, 4 RF	2N	0

각 안테나로부터 전송되는 전력은 단일 송신 안테나의 경우의 1/4 로 하여 전체적인 송신 전력은 동일하게 하였다. 모의 실험결과로는 QPSK, 16 QAM, 64 QAM 변조 방식의 경우에 각각 알고리즘 별 비트오류율을 제시하였다.

### 4. 결론

이 논문은 시간영역에서 교번하여 스위칭하는 다중화 STBC OFDM 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 종래의 다중화 STBC OFDM 시스템과 비교하여 기저대역과 RF 모듈을 절반만 사용하고도 단지 스위치만을 추가적으로 사용함으로써 최대 유효 결합 이득을 얻을 수 있으며 동일한 성능을 얻을 수 있는 방법을 제시하였다. 송신기와 수신기 모듈이 점점 증가함에 따라 비례적으로 증가하고 있는 기저대역과 RF 하드웨어 부담이 문제가 되고 있는 현재의 통신시스템의 추세로 볼 때 본 알고리즘은 다중 송수신 안테나 시스템 특히 IEEE802.11n 과 유사한 광대역 무선랜 규격에는 물론 WiBro, WiMAX, LTE-advanced 과 같은 다른 OFDM 기반의 시스템에도 적용 가능할 것으로 예상된다.

### 감사의 글

이 논문은 2015년도 한밭대학교 교내학술연구비의 지원을 받았음

### References

- [1] IEEE P802.11n<sup>TM</sup>/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 Trans-

missions Over Frequency-Selective Fading Channels," *IEEE Commun. Letters*, vol. 5, no. 7, pp. 304-306, July. 2001.

- [5] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Application of space-time block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless systems," *Proc. 32nd Asilomar Conf Signals, Systems and Computers*, vol. 2, pp. 1803-1810, Nov. 1998.
- [6] B. K. Khoo, S. L. Goff, P. Xiao, "Repetition time-switched transmit diversity as an alternate to Alamouti space-time coding for wireless communication systems," *2011 14th International symposium on WPMC*, pp. 1-5, 2011
- [7] 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, Sep. 2012.
- [8] A. Oppenheim and R. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
- [9] 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 공학 석사 졸업. 2004년 중앙대학교 공과대학 전자공학과 공학 박사 졸업. 1987년 - 1992년 (주)금성사 정보기기연구소 선임연구원, 1993년 - 2004년 전자부품연구원 수석연구원, 2004년 - 현재 한밭대학교 정보기술대학 정보통신공학과 교수