

단일 반송파 전송 시스템을 위한 교번 스위칭 다중화 공간 주파수 블록 코딩 기법

Alternate Time-Switched Multiplexed Space-Frequency Block Coding technique for Single-Carrier System

정 혁 구*
(Hyeok Koo Jung)

Abstract - This paper proposes an alternate time-switched multiplexed space-frequency block coding technique for single-carrier modulation with frequency domain equalization. The traditional multiplexed space-frequency block coding technique for single-carrier modulation uses multiple groups of two transmitters and suppresses the interference signals of other SFBC groups at the receiver. In this paper, we reconfigure transmit signals to adapt them for alternate time-switched multiplexed SFBC for single-carrier modulation with frequency domain equalization and receiver structures and propose a structure for transmitter and receiver, show that its performance is better than the traditional algorithm by simulations.

Key Words : Maximal ratio combining, Multiplexed, SFBC, Single carrier, 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[1]를 비롯한 무선 랜 응용의 경우에 매우 효과적인 변조 방식으로 알려져 있으며, OFDM에 선택적 결합과 또한 최대 유효 수신 결합[2]을 조합한 기술등이 단일 송수신 안테나 환경을 가정하여 개발되어 왔다. 특히 송신 안테나 수가 증가하는 상황에서도 수신 안테나가 증가하는 상황에서 얻을 수 있는 최대 유효 수신 결합 이득을 얻고자 하는 기술로서 Alamouti는 space-time code[3]를 제안하였고 이것을 블록의 형태로 처리하는 OFDM에 활용하는 연구들이 있었으며 이것을 Al-Dhahir[4]는 단일 반송파 시스템 중에서 주파수 영역 등화기를 사용하는 SC-FDE (single-carrier modulation with frequency domain equalization) 등에서 활용 연구결과를 제시하였다. OFDM 특히 STBC OFDM 연구는 시간 영역과 주파수 영역 그리고 시간 주파수 영역을 동시에 고려하는 STBC 연구등이 진행되어 다중 사용자 환경에서 다른 사용자가 STBC OFDM 을 사용하는 경우에 수신기 입장에서 다른 사용자의 STBC 그룹 신호를 방해 신호로 보고 각각의 STBC 그룹신호를 구별하는 방법인 STBC IS(Space-Time Block Code-Interference Suppression)[5]이 Naguib

등에 의하여 제안되었다. 이것을 단일 사용자가 다중 그룹의 STBC를 사용하는 경우를 가정하고 전송 데이터 유효를 증가시키는 방법이 연구되었으며, 이 방법을 이 논문에서는 다중 공간 시간 블록 코드 OFDM (Multiplexed STBC OFDM) 이라 부른다.

이와 같은 연구 경향은 시간 영역 또는 주파수 영역에서 다이버시티를 증가시켜서 시스템적인 성능 향상을 얻고자 하는 연구로서 최근에는 RF 블록과 안테나 사이에 시간 스위칭을 삽입함으로써 영(0) 삽입 조건을 만들어 송신하는 교번 스위칭 기법[6]이 OFDM 시스템 적용을 위하여 제안되었으며 또한 단일 반송파 시스템에서 적용가능한 알고리즘에 대한 연구[7]가 진행되어 왔다.

한편 다중 안테나 환경에서의 교번 스위칭 기법 적용 연구는 최근에 교번 스위칭하는 다중화 시공간 블록 코딩 방법[8]이 제안되었지만, 다양한 채널 환경에 따라 적용가능한 알고리즘에 대한 필요성 때문에 그리고 OFDM 고유의 PARR 문제를 해결하지 못한 것 때문에 여러 가지 교번 스위칭 기저대역 알고리즘의 성능 평가 특히 단일 반송파 시스템에 적용가능한 다중화 공간 주파수 다이버시티 활용 연구가 필요하였으며, 이 논문은 이와 같은 응용분야에 적용가능한 알고리즘 alternate time-switched multiplexed SFBC SC-FDE을 제안하고 HiperLAN/2 channel A환경에서 모의 실험하여 그 결과를 제시한다. 모의 실험결과는 종래의 Multiplexed SFBC SCM 시스템과 비교하였으며, 결과는 비트 오류 (BER) 로서 제시하였다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 종래의 Multiplexed SFBC SCM 시스템에 대하여 설명하고, 3장에서는 제안하는 Alternate Multiplexed SFBC SC-FDE 시스템에 대하여 기술하고, 4장에서는 모의 실험결과 그리고 5장에서는 결론을 제시하였다.

* Corresponding Author : Dept. of Information and Communication Engineering, Hanbat National University, Korea

E-mail : junghk@hanbat.ac.kr

접수일자 : 2016년 10월 10일

최종완료 : 2016년 11월 22일

2. Multiplexed SFBC SC-FDE system

이 장에서 기술하는 기존의 Multiplexed SFBC SC-FDE 은 단일 반송파 시스템의 경우이므로 SC-FDE 에서는 IFFT 는 주파수 영역에서 등화기 및 최대 율 수신 결함을 수행한 이후에 시간 영역 신호로 바꾸기 위하여 수신기에 위치하여, 하드웨어 복잡도 부담이 송신기에서 수신기로 옮겨간 구조라 볼 수 있다. 또한 단일 반송파로 전송하지만 주파수 영역에서 SFBC 이득을 얻고자 하므로 시간 영역 신호의 구성이 주파수 영역에서 SFBC 구성이 가능하도록 그에 해당하는 시간 영역 신호로 재구성하여 전송한다.

3. Alternate time-switched multiplexed SFBC SC-FDE system

2장에서 기술한 Multiplexed SFBC SCM과 3장에서 기술하는 Alternate Multiplexed SFBC SC-FDE의 차이점은 크게 추가적인 다이버시티 이득을 얻기 위한 시간 영역 스위치가 RF 블록 이후에 위치하며, 두 개의 송신 안테나 간을 데이터 심볼 마다 스위칭하는 구조를 갖는다. 이 방법을 사용하게 되면 간단한 스위치 하나를 RF 단 이후에 추가 함으로써 다이버시티 이득을 2배로 증가시킬 수 있다는 장점을 갖게 된다. 그렇게 되면 동일한 데이터를 두 번 전송하는 Mux. SFBC SCM 과 비교하여 기저대역의 복잡도가 절반으로 줄어든다는 장점이 있게 된다. 사용자 데이터 c_i 과 s_i (각각 $N/2-1$ 크기)이 다음과 같다고 하자.

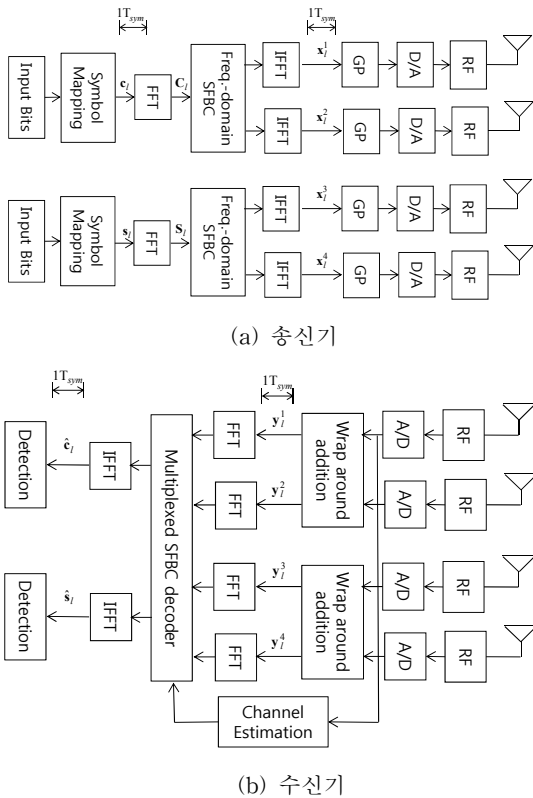


Fig. 1 Multiplexed SFBC SC-FDE

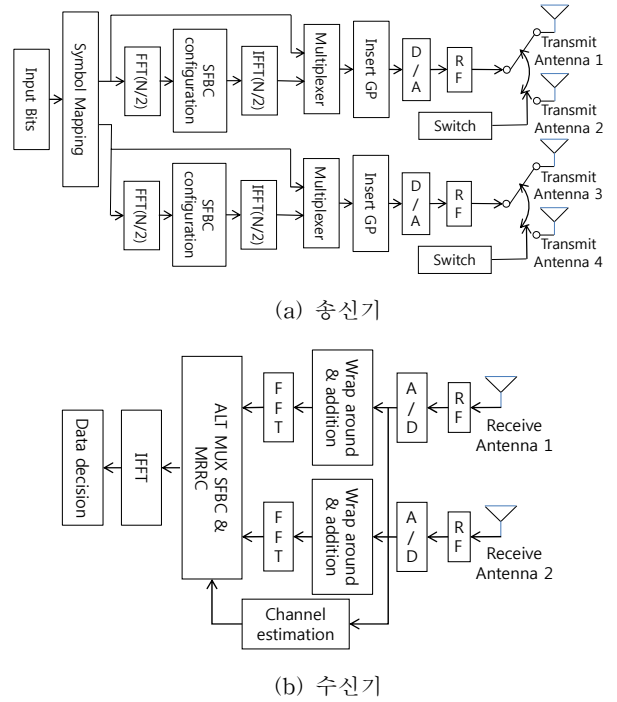


Fig. 2 단일 반송파 시스템을 위한 교번 스위칭하는 다중화 공간 주파수 블록 코딩 알고리즘

$$\begin{aligned} c_i &= [c_{i,0} \ c_{i,1} \ \dots \ c_{i,N/2-1}]^T \\ s_i &= [s_{i,0} \ s_{i,1} \ \dots \ s_{i,N/2-1}]^T \end{aligned} \quad (1)$$

그러면 수신기에서 교번 스위칭된 SFBC 구성 신호를 받기 위한 송신 데이터를 구성하기 위하여 먼저 c_i 과 s_i 의 주파수 영역 신호를 구한 다음에 교번 스위칭 SFBC 구성을 위한 신호를 만들고 이것에 해당하는 시간 영역 신호를 구해서 각 송신 안테나에 배치하도록 한다. 이것을 수행하기 위한 수식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} C_i &= Qc_i = [C_{i,0} \ C_{i,1} \ \dots \ C_{i,N/2-1}]^T \\ S_i &= Qs_i = [S_{i,0} \ S_{i,1} \ \dots \ S_{i,N/2-1}]^T \end{aligned} \quad (2)$$

수신기에서는 주파수 영역에서 다이버시티 이득을 하나 더 얻기 위한 교번 스위칭 방법을 송신기에서 사용하는 것이므로 이것을 위해 수신기에서의 교번 스위칭 SFBC 구성을 위한 주파수 영역 신호는 다음과 같이 기술할 수 있다.

$$\begin{aligned} X_i^1(half) &= [C_{i,0} \ -C_{i,1}^* \ \dots \ C_{i,N/2-2} \ -C_{i,N/2-1}^*]^T \\ X_i^2(half) &= [C_{i,1} \ C_{i,0}^* \ \dots \ C_{i,N/2-1} \ C_{i,N/2-2}^*]^T \\ X_i^3(half) &= [S_{i,0} \ -S_{i,1}^* \ \dots \ S_{i,N/2-2} \ -S_{i,N/2-1}^*]^T \\ X_i^4(half) &= [S_{i,1} \ S_{i,0}^* \ \dots \ S_{i,N/2-1} \ S_{i,N/2-2}^*]^T \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1^1 &= [\mathbf{X}_1^1(\text{half})^T \mathbf{X}_1^1(\text{half})^T]^T \\ \mathbf{X}_1^2 &= [\mathbf{X}_1^2(\text{half})^T \mathbf{X}_1^2(\text{half})^T]^T \\ \mathbf{X}_1^3 &= [\mathbf{X}_1^3(\text{half})^T \mathbf{X}_1^3(\text{half})^T]^T \\ \mathbf{X}_1^4 &= [\mathbf{X}_1^4(\text{half})^T \mathbf{X}_1^4(\text{half})^T]^T \end{aligned} \quad (4)$$

위 신호의 시간 영역 신호를 구해서 전송하게 되면 수신기에서 교번 스위칭 SFBC 이득을 얻을 수 있게 된다. 이 신호가 l 번째 데이터 블록의 시간 영역 신호이며 송신기 안테나를 통하여 전송하게 될 시간 영역 기저대역 신호이다.

$$\mathbf{x}_1^1 = \mathbf{Q}^H \mathbf{X}_1^1, \mathbf{x}_1^2 = \mathbf{Q}^H \mathbf{X}_1^2, \mathbf{x}_1^3 = \mathbf{Q}^H \mathbf{X}_1^3, \mathbf{x}_1^4 = \mathbf{Q}^H \mathbf{X}_1^4 \quad (5)$$

여기에서 \mathbf{x}_1^i 내의 $x_{1,k}^i (k = 0, 1, \dots, N-1)$ 은 i 번째 송신 안테나($i=1, 2, 3, 4$)의 l 번째 데이터 블록에서 k 번째 데이터 심볼에 전송되는 M -ary 데이터 심볼을 의미한다. 여기에서, \mathbf{Q} 는 직교 이산 푸리에 변환 행렬[6]이며, $\mathbf{H}_{l,i}^j$ 은 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나와의 사이의 채널 주파수 응답으로서 $N \times N$ 행렬인

$$\text{diag} \{ H_{l,i,0}^j, H_{l,i,1}^j, \dots, H_{l,i,N-1}^j \}$$

로 표현된다. 여기에서 보호구간은 최대 지연확산보다 길고, 이상적인 동기 조건과 두개의 연속된 부반송과 동안 채널의 주파수 응답이 변하지 않는다 ($H_{l,m}^j \cong H_{l,m+1}^j$, for $m=0, 2, \dots, N-2$)고 가정한다. l 번째 데이터 블록 주기동안 j 번째 수신기에서 수신된 시간 영역 신호를 FFT 블록을 각각 통과한 주파수 영역 데이터 블록 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y}_l^j = \mathbf{H}_{l,i}^j \mathbf{X}_l^j + \mathbf{N}_l^j \quad (6)$$

여기에서 \mathbf{Y}_l^j 의 요소는 $[Y_{l,0}^j, Y_{l,1}^j, \dots, Y_{l,N-1}^j]^T$ 이며, \mathbf{N}_l^j 은 j 번째 수신 안테나의 가산성 백색 가우스 잡음으로서 $N \times 1$ 인 복소수 벡터를 의미한다. 또한 $l=1$ 로 가정하면 j 번째 수신 안테나 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{l(e)}^j \\ \mathbf{Y}_{l(o)}^{j*} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{l(e)}^1 & -\mathbf{H}_{l(e)}^{2*} \\ \mathbf{H}_{l(e)}^2 & \mathbf{H}_{l(e)}^{1*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{l(e)} \\ \mathbf{C}_{l(o)} \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{l(e)}^3 & -\mathbf{H}_{l(e)}^{4*} \\ \mathbf{H}_{l(e)}^4 & \mathbf{H}_{l(e)}^{3*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{l(e)} \\ \mathbf{S}_{l(o)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_{l(e)}^j \\ \mathbf{N}_{l(o)}^{j*} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서 $\mathbf{A}_{(e)}$ 는 \mathbf{A} 벡터중 짝수(even) 인덱스 위치의 원소들로 이루어진 벡터를 의미하며, $\mathbf{A}_{(o)}$ 는 \mathbf{A} 벡터중 홀수(odd) 인덱스 위치의 원소들로 이루어진 벡터를 의미한다. 위의 식을 행렬로 표현하면,

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

여기에서,

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^j &= [\mathbf{Y}_{l(e)}^j \ \mathbf{Y}_{l(o)}^{j*}]^T, \mathbf{C} = [\mathbf{C}_{l(e)} \ \mathbf{C}_{l(o)}]^T, \\ \mathbf{S} &= [\mathbf{S}_{l(e)} \ \mathbf{S}_{l(o)}]^T, \mathbf{N} = [\mathbf{N}_{l(e)} \ \mathbf{N}_{l(o)}]^T \\ \mathbf{H}^1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{l(e)}^1 & -\mathbf{H}_{l(e)}^{2*} \\ \mathbf{H}_{l(e)}^2 & \mathbf{H}_{l(e)}^{1*} \end{bmatrix}, \mathbf{H}^2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{l(e)}^3 & -\mathbf{H}_{l(e)}^{4*} \\ \mathbf{H}_{l(e)}^4 & \mathbf{H}_{l(e)}^{3*} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

여기에서 \mathbf{H}^{jm} 은 j 번째 수신 안테나에서 m 번째 SFBC encoder 그룹과 관련이 있는 채널 행렬을 의미한다. 송신 안테나 수는 4, 수신 안테나 수는 2로 가정하면,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}^1 \\ \mathbf{R}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^1 & \mathbf{H}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{S} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}^1 \\ \mathbf{N}^2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

송신 신호 \mathbf{C} 와 \mathbf{S} 를 추정하기 위해서는 위 식에서 \mathbf{H} 의 역행렬을 좌측에서 곱하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{C}} \\ \hat{\mathbf{S}} \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} \mathbf{H}^1 & \mathbf{H}^2 \\ \mathbf{H}^2 & \mathbf{H}^1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{R}^1 \\ \mathbf{R}^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

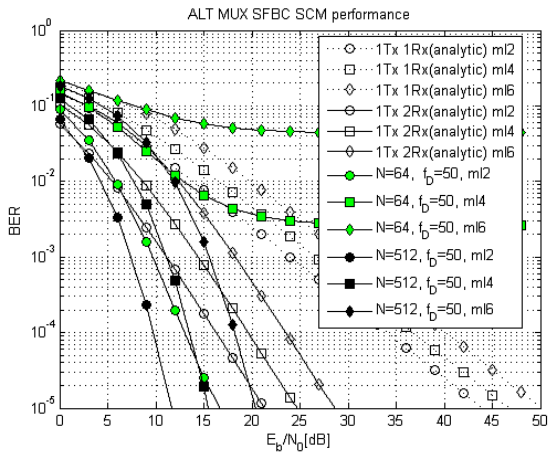
이렇게 추정된 $\mathbf{C} = [\mathbf{C}_{l(e)} \ \mathbf{C}_{l(o)}]^T, \mathbf{S} = [\mathbf{S}_{l(e)} \ \mathbf{S}_{l(o)}]^T$ 는 짝수 인덱스 그룹($\mathbf{C}_{l(e)}, \mathbf{S}_{l(e)}$)과 홀수 인덱스 그룹($\mathbf{C}_{l(o)}, \mathbf{S}_{l(o)}$)으로 나누어져 구성되어 있으므로 원래 보낸 신호인 $\mathbf{C}_l, \mathbf{S}_l$ 를 구성하기 위해서는 짝수 인덱스 원소들과 홀수 인덱스 원소들을 원래의 위치로 재배열하면 2개의 송신 신호 벡터 $\mathbf{C}_l, \mathbf{S}_l$ 의 추정값을 구할 수 있으며, 또한 $\mathbf{C}_l, \mathbf{S}_l$ ($N/2$ 크기)은 주파수 영역에서 볼 때 전체를 반으로 나눈 것이 두 번 전송된 것이므로 주파수 다이버시티 이득 2차를 갖게 된다. 따라서 이 부분에 있어서 최대 율 결합 방법을 적용할 수 있게 됨으로 기존의 Mux. SFBC SCM 방법에 비하여 제안하는 교번 스위칭 SFBC SCM 방법은 다이버시티 이득을 하나 더 얻을 수 있게 되었다. 최종적으로 이 신호를 IFFT 블록을 통과하게 되면 전송신호 \mathbf{c}_l 과 \mathbf{s}_l 의 추정값($N/2-1$ 크기)을 구할 수 있게 된다.

$$\frac{1}{N} \mathbf{F} \hat{\mathbf{C}}_l = \hat{\mathbf{c}}_l \quad (11)$$

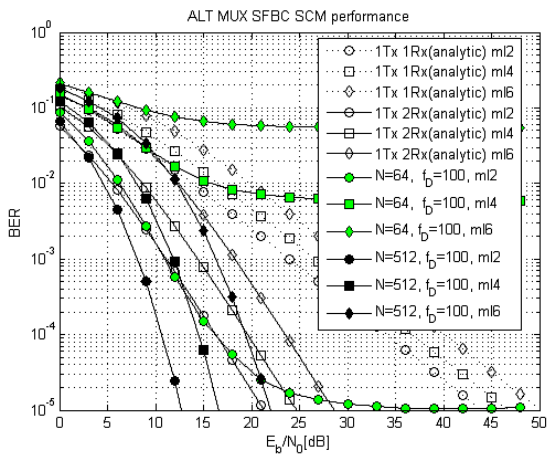
$$\frac{1}{N} \mathbf{F} \hat{\mathbf{S}}_l = \hat{\mathbf{s}}_l$$

4. 모의 실험

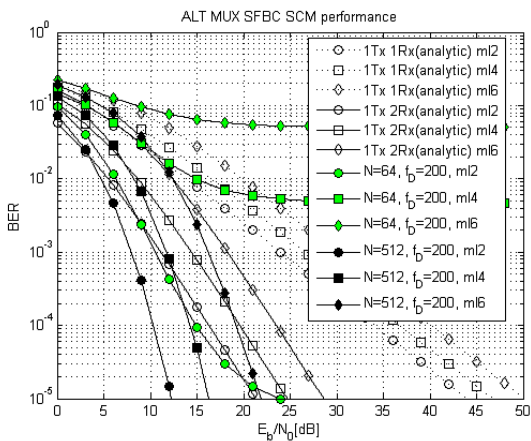
모의 실험에 사용한 단일 반송과 시스템의 환경변수는 다음과 같다. 전체 20MHz 대역은 $N=64/512$ 개의 데이터 블록들로 나누어진다. 유효 심볼 주기($3.2\mu\text{s}/25.6\mu\text{s}$)와 보호 구



(a) FFT 크기 64, 512, 도플러 주파수 50Hz



(b) FFT 크기 64, 512, 도플러 주파수 100Hz



(c) FFT 크기 64, 512, 도플러 주파수 200Hz

Fig. 3 제안하는 교번 스위칭 다중화 SFBC SC-FDE 알고리즘 성능 비교표

간(0.8μs)을 포함한 하나의 데이터 심볼 주기는 4μs/26.4μs이다. 송신기에서는 80/528 개의 심볼들(데이터 payload는 64/512, GP는 16 데이터 심볼)마다 그룹으로 묶어서 전송한다. HiperLAN/2 채널 A를 모의 실험 환경으로 사용하였으

며 채널 상태 정보는 완벽하게 알고 있다고 가정한다. 그림 3은 제안하는 교번 스위칭 다중화 SFBC SC-FDE 알고리즘의 성능을 비교한 것이다. 그림 3의 (a), (b), (c)는 모의 실험 환경 변수를 다르게 한 것으로서 (a)는 FFT 크기 64와 512로 하고 도플러 주파수 $f_d=50\text{Hz}$ 로 가정하였으며 (b)는 FFT 크기 64와 512로 하고 도플러 주파수 $f_d=100\text{Hz}$ 로 가정하였으며, (c)는 FFT 크기 64와 512로 하고 도플러 주파수 $f_d=200\text{Hz}$ 로 가정 즉 차량으로 이동하는 경우를 가정한 것이다. 또한 그림에 표현되어 있는 1Tx 1Rx(analytic) 성능과 1Tx 2Rx(analytic) 성능은 이상적인 경우의 성능으로 제안하는 알고리즘과의 성능을 비교하기 위하여 그림을 추가한 것이고, 각각 수신 안테나에서의 다이버시티 이득이 1차 그리고 2차인 경우를 의미한다. 제안하는 교번 스위칭 다중화 SFBC SCM 알고리즘의 경우에는 SFBC 알고리즘으로 인하여 송신 안테나에서의 2차 이득, 그리고 시간영역 스위칭으로 인한 이득 2차, 그리고 수신 안테나가 두 개이므로 2차 이득을 갖게 되며, 그리고 송신 안테나가 4개 임으로 인한 손실등을 감안하면 전체적인 다이버시티 이득을 추정할 수 있게 된다. 종래의 방법인 Mux. SFBC SCM의 경우와의 차이점은 시간영역 스위칭으로 인한 이득 2차가 추가적으로 갖게된 이득이라고 볼 수 있다. 특별히 Mux. SFBC SCM과의 정확한 성능 비교는 동일한 데이터를 두 번 보내는 경우와 비교가 가능한데, 모의 실험결과는 거의 동일한 것으로 나타나 제안하는 교번하여 스위칭하는 알고리즘과 겹치는 성능 그래프를 보인다.

제안하는 교번하여 스위칭하는 다중화 알고리즘의 경우에는 FFT 크기가 클 때(512개일 경우) 64개일 경우보다 우수한 성능을 보였으며, FFT 크기가 64인 경우에는 성능 곡선이 마루화 경향을 보인다. 제시하는 실험결과는 도플러 주파수가 50Hz 일 때, 100Hz 일 때 그리고 200Hz 일 때 모두 제시하는 교번 스위칭 SFBC SCM 알고리즘은 FFT 크기가 512일 때 도플러 주파수와 관계없이 성능이 수렴하는 우수한 성능을 보였으며, FFT 크기가 64인 경우에는 ml=4 이상인 경우에는 모두 마루화 경향을 보여 사용하기 어려움을 보여주고 있다. 본 모의 실험에서는 전체적인 송신전력을 같게 하기 위하여 각 안테나로부터 전송되는 전력은 단일 전송 안테나의 경우의 사분의 일로 하였으며, 모의 실험 결과로는 QPSK, 16 QAM 그리고 64 QAM의 경우에 비트 오류율을 기준으로 제시하였다

5. 결 론

이 논문은 다중 송수신 안테나가 존재하는 상황에서 제안되어 있는 다중화 SFBC SCM 알고리즘의 기저대역 복잡도를 낮출 수 있는 알고리즘을 시간 영역 스위치를 추가함으로써 제안하였다. 또한 FFT 크기가 커짐에 따라서 또한 도플러 주파수가 올라감에 따라 가중되는 알고리즘의 성능 저하가 교번 스위칭 다중화 SFBC 기법의 다이버시티 추가 방법에 의하여 개선됨을 보여주었으므로 다중 송수신 안테나 시스템에서 어느 정도의 속도를 가진 모바일 환경에서도 대량의 데이터를 전력 관점에서 효율적으로 개선할 수 있는 알고리즘을 제시하였다.

References

- [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] 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] H. K. Jung, "Alternate Time-Switched Space-Time Block Coding Technique for OFDM Systems," *IEICE Trans. Commun.* vol. E95-B, no. 9, pp. 1038-3041, Sept, 2012.
- [7] H. K. Jung, "Alternate Time-Switched Space-Time Block Coding Technique for Single Carrier Modulation," *IEICE Trans. Funda. of Electronics, Commun. and Computer Sciences* vol. E96-A, no. 3, pp. 737-739, Mar, 2013.
- [8] H. K. Jung, "Alternate Time-Switched Multiplexed Space-Time Block Coding technique for OFDM systems," *Trans. of KIEEP*, vol. 65P, no. 2, pp. 136-141, June, 2016.

저 자 소 개



정혁구 (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