

직교 주파수 분할 다중화 시스템에 적용가능한 순환 지연기를 사용한 부호 반전 기법

정 혁 구*

Cyclic Delayed Sign Reversal Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing System

Hyeok-Koo Jung*

요 약

본 논문은 직교 주파수 분할 다중화 시스템을 위한 시공간 블록 코드에서의 순환 지연기를 활용하는 부호 반전 기술을 제안한다. 제안하는 기술은 종래의 다중 송수신 안테나 시스템의 공개된 전파로 인한 사용자의 데이터가 탈취 당하는 문제를 극복하기 위한 연구로서, 다중 송신기에서 간단한 방법으로 공기중으로 방사되는 송신 데이터를 다양하게 만드는 기술이다. 종래에 연구되고 있는 송신 데이터의 송신 안테나 간의 교환기법과 송신 데이터의 부호 반전으로 송신기의 복잡도를 낮추는 방법 등, 제안되었던 기술에 송신기의 데이터를 시간 영역에서 순환 지연기를 사용하여 송신 데이터를 다양화하는 기술을 추가한다. 본 논문은 전송하는 송신기의 데이터 전송 방법을 모르는 제 3의 수신기가 데이터를 복호할 수 있는 확률을 모의 실험하여 제안하는 알고리즘의 성능을 제시한다.

Abstract

This paper proposes a cyclic delayed sign reversal technique in space time block code for orthogonal frequency division multiplexing system. As the proposed paper is to overcome data theft problem owing to open radio issue of multiple transmitter and receiver system, we propose a simple method to diversify transmitter data in the air. The traditional algorithms are to exchange method of transmit data among transmit antennas and to reverse signs in the transmit data, so this paper proposes a diversifying technique of transmit data by using a cyclic delayer in the time domain. Simulation results show the performance of the proposed algorithm to simulate the probability to decode data by third party receiver of not knowing the transmitter's transmission method.

Keywords

cyclic delay, data protection, orthogonal frequency division multiplexing, sign reversal, space time block code

* 국립한밭대학교 모바일융합공학과 교수
- ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6016-8409>

• Received: Jul. 21, 2025, Revised: Aug. 04, 2025, Accepted: Aug. 07, 2025
• Corresponding Author: Hyeok-Koo Jung
Dept. of Mobile Convergence Engineering Hanbat National University
Korea
Tel.: +82-42-821-1747, Email: junghk@hanbat.ac.kr

1. 서 론

실내 무선 환경과 같은 다중 경로 페이딩 환경에서 다중 송수신 안테나 시스템을 사용하는 무선랜과 같은 통신 시스템에는 직교 주파수 분할 다중화 방식(OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)인 다중 반송파 방식이 채널 왜곡 및 페이딩에 효과적으로 알려져 있으며 사용되고 있다[1]. 이러한 실내 무선 환경과 같은 곳에서는 전파의 산란이 랜덤하게 퍼지는 환경이며 이와 같은 대규모의 산란 환경에서는 채널이 무작위적으로 다양해짐에 따라 최대 유효 수신 결합(MRC, Maximal Ratio Receive Combining) 알고리즘이 소비전력 관점에서 최적의 검출 방법으로 알려져 있으며, 이러한 수신 결합 알고리즘은 수신기 관점이 아닌 송신기 관점에서 시공간 블록 코드에 적용하여 다중 송수신 안테나 시스템이 가능하게 되었다[2]-[4].

한편 이와 같은 전파는 특성상 공개되어 있으므로 송수신하고 있는 전파의 수신이 가능한 거리에 위치한 제 3의 수신기는 사용자 전파를 수신할 수 있으므로 무선 데이터가 탈취당하는 기술들과 사례들이 공개되어 있다[5]. 따라서 이와 같은 공개 전파 환경에서는 종래의 순수 데이터 암호화 기법과 아울러 송수신기의 구조를 다양화하여 사용자 데이터 검출을 어렵게 하는 기술이 중요하게 되었다. 한편 다중 송신기 시스템에서는 송신 데이터를 전송할 때 수신기에서의 결합 수신이 가능하도록 송신 데이터를 구성하여 송신해야 하므로, 그 구성하는 방식을 바꾸면 그 결합 방법을 모르는 수신기는 데이터를 복구할 수 없게 된다.

이러한 상황에서 전송될 데이터의 전송 순서를 바꾸는 것을 이용하여 수신기에서의 결합 알고리즘을 바꾸는 방법에 대한 연구가 진행되어 왔으며[6], 이는 전파를 수신하더라도 데이터를 복호하기 어렵게 만든다. 한편 전송 데이터의 순서를 바꾸는 이 알고리즘은 송신기에서의 구현이 복잡하므로, 직교 주파수 분할 다중화 방법의 시공간 블록 코드에서 데이터 심볼의 부호만 반전시킴으로써 복잡도를 줄이는 부호 반전 알고리즘이 제안되었다[7]. 이와 같은 부호 반전 알고리즘을 공간 주파수 블록 코드의

경우에 적용하는 방법이 연구되었으며[8], 또한 어떤 시공간 블록 또는 공간 주파수 블록에 부호 반전 알고리즘을 작용하느냐를 나타내는 타이밍 시퀀스를 난수를 활용하여 구성하는 방법이 제시되었다[9][10].

한편 이와 같이 랜덤으로 발생시킨 난수를 사용하여 부호 반전 알고리즘의 종류를 정하여 통신하는 방식에다가 수신기에서의 결합 구조가 더 복잡하도록 만들어서 전송하는 송신기 데이터를 구성하는 방법을 다양하게 하여 제 3의 수신기들이 데이터 복호가 어렵게 만드는 알고리즘이 필요하게 되었다. 이러한 필요로 인하여 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 구성되어 있는 고속 푸리에 변환(FFT, Fast Fourier Transform)과 고속 푸리에 역변환(IFFT, Inverse Fast Fourier Transform)을 이용하는 방법으로 송신기에서는 시간 영역에서 송신 데이터를 순환 지연하여 부호 반전 알고리즘과 함께 복합 사용하여 복잡도를 증가시키는 알고리즘을 사용하고, 수신기의 주파수 영역에서는 수신 데이터를 위상 역회전하여 데이터를 복호하는 방법을 제안하고자 한다. 제안하는 순환 지연 부호 반전 알고리즘을 모의 실험하는 것은 직교 주파수 분할 다중화 시스템을 구성하고 HiperLAN/2 A 채널에서 모의 실험하고 그 성능 결과를 제시한다.

본 논문은 다음과 같이 구성한다. 1장 서론에서는 본 논문의 필요성 및 선행 연구들에 대하여 기술하며, 2장은 본문으로서 제안하는 직교 주파수 분할 다중화 시스템에 적용하는 순환 지연된 부호 반전 알고리즘을 기술하며, 3장 모의실험에서는 모의 실험 환경과 모의 실험 결과를 종래의 시스템과 비교하여 기술하며, 결론은 4장에서 기술한다.

II. 순환 지연을 사용하는 부호 반전 기법

시공간 블록 코드를 종래의 직교 주파수 분할 다중화 방법에 적용한 시스템의 블록도는 제안하는 시스템과의 비교를 위하여 그림 1에 제시하였다. 제안하는 순환 지연 부호 반전 기법을 직교 주파수 분할 다중화 시스템에 적용하는 방법의 송신기 및 수신기 블록도는 그림 2와 같다.

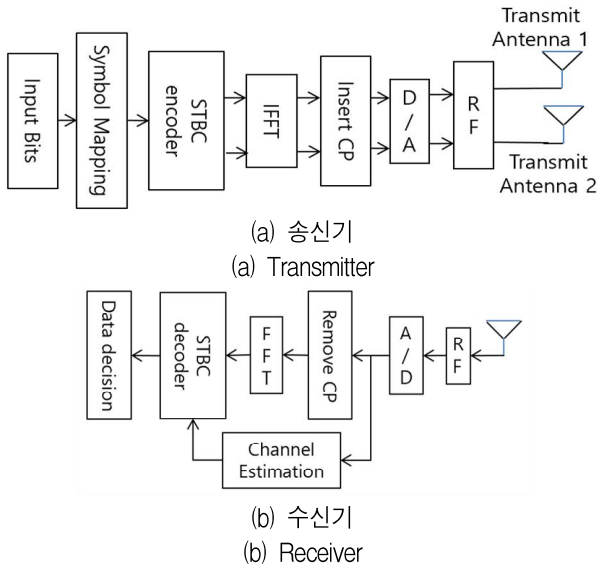


그림 1. 종래의 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 시공간 블록 코드 방식의 블록도

Fig. 1. Block diagrams of the traditional space time block code for orthogonal frequency division multiplexing system

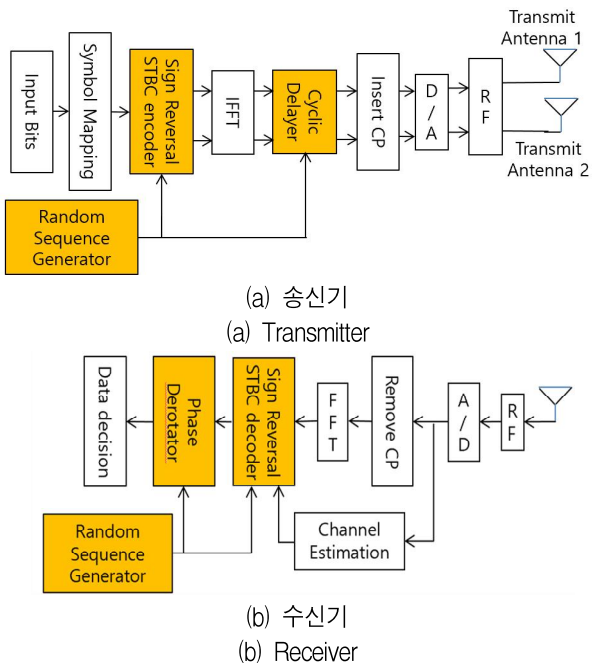


그림 2. 제안하는 직교 주파수 분할 다중화 시스템에 적용가능한 순환 지연기를 사용한 부호 반전 기술 블록도

Fig. 2. Block diagrams of the proposed cyclic delayed sign reversal technique for orthogonal frequency division multiplexing system

그림 2에서 음영으로 표시한 블록들은 제안하는 알고리즘으로 인하여 추가된 것들이다. 그림 2(a)의

송신기 블록도에서 첫 번째 블록인 입력 비트 블록에서는 송신할 데이터를 랜덤으로 0과 1이 각각 50%의 확률로 발생하게 만들며, 그 다음 심볼 맵핑 블록에서는 변조 수준에 따라 2비트, 4비트, 6비트 씩 하나의 데이터 심볼로 구성하고, 이와 같은 데이터 심볼을 N개 씩 안테나 1과 2로 전송될 OFDM 심볼을 구성하고, 두 개의 OFDM 심볼에 걸쳐 시공간 블록 코드를 구성하고, 그렇게 구성된 OFDM 심볼 그룹마다 부호 반전 방법을 적용하는데, 어떤 부호 반전 방법을 적용하는 것을 결정하는 것은 랜덤 시퀀스 생성기에 의해서 실행한다[10]. 부호 반전 시공간 블록 코드 블록과 고속 푸리에 역변환기 이후에는 변환된 시간 영역 신호를 순환 지연기를 통과시키는데 그 순환 지연 양은 랜덤 시퀀스 생성기에서 결정하며, 수신기에서는 그 지연 양을 미리 알고 주파수 영역 신호를 위상 회전하여 신호를 복구할 수 있도록 설정한다. 랜덤 시퀀스 생성기의 시드(seed)는 통신 시작 전에 송수신기가 미리 공유하며 그 동작 방법은 시공간 블록 코드 그룹마다 한 가지 부호 반전 방법을 사용하는데 그 방법은 랜덤 시퀀스 생성기에서 생성한다. 표 1은 부호 반전 기법과 순환 지연 부호 반전 기법의 데이터 변화 범위 및 각 알고리즘의 경우의 수를 기술한다.

표 1. 데이터 변화 범위 및 경우의 수

Table 1. Data variation coverage and case numbers

Method	Coverage(per)	Number of cases
Sign reversal	an OFDM symbol	16
Cyclic delayed sign reversal	two OFDM symbols	16×64×64

이 경우의 수는 두 개의 OFDM 심볼의 순환 지연기의 지연 양을 고려하고, 부호 반전 방법의 종류를 계산하여 구성하였다. 순환 지연기 다음에는 싸이클릭 프리픽스(CP, Cyclic Prefix)를 추가하고 신호를 RF 신호로 변환하여 두 개의 송신 안테나들을 이용하여 전송한다. 그림 2(b)의 수신기 블록도에서는 싸이클릭 프리픽스를 제거한 후 고속 푸리에 변환과 부호 반전 시공간 블록 코드 복호기를 통과한 다음에 위상 역회전을 통과시킨 다음에 데이터를 비트 단위로 검출하여 송신 신호를 추정할 수 있다.

제한하는 알고리즘은 송신기 주파수 영역에서 랜덤 시퀀스 생성기에 의해서 정해진 부호 반전 타이밍에 따라 부호 반전된 시공간 블록 코드를 발생한다. 먼저 보내려고 하는 주파수 영역 벡터 신호 S_1 과 S_2 를 식 (1)과 같은 시공간 블록 코드로 변환한다.

$$\begin{pmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 $(\cdot)^*$ 은 공액 복소수를 의미한다.

이렇게 구성된 시공간 블록 코드를 기본으로 하여 부호 반전된 시공간 블록 코드를 구성하는데, 그 방법은 가로축과 세로축 별로 그리고 대각선 요소들로 부호 반전을 실시한다. 여기서 부호 반전이라는 것은 신호의 부호만을 반전하는 방법으로서 +부호면 -부호로, -부호면 +부호로 바꾸는 것을 말하며, 시공간 블록 코드와 같은 2×2 행렬의 경우에는 가로 축에 두 가지, 세로 축에 두 가지, 그리고 대각선으로 두 가지, 그리고 마지막으로 전체 행렬에 모두 부호 반전을 적용하여 처음의 행렬 구성을 포함하여 여덟 종류의 행렬을 구성한다[10]. 먼저 제안하는 알고리즘의 송신기가 길이 N 인 두 개의 사용자 데이터 블록을 송신기 안테나들을 통하여 전송하는 경우, 첫 번째 안테나를 통하여 k 번째 그리고 $k+1$ 번째 OFDM 심볼 주기 동안 전송되는 OFDM 심볼 S_1 과 S_2 는 식 (2), 식 (3)과 같이 표현한다.

$$S_1 = [S_1(0) S_1(1) \cdots S_1(N-1)]^T \quad (2)$$

$$S_2 = [S_2(0) S_2(1) \cdots S_2(N-1)]^T \quad (3)$$

여기서 $(\cdot)^T$ 은 전치행렬을 의미한다. 그러면 시공간 블록 코드 방법으로 송신 데이터를 구성하면 두 번째 안테나를 통하여 전송되는 송신기 신호는 k 번째 그리고 $k+1$ 번째 OFDM 심볼 주기 동안 전송되는 OFDM 심볼 $-S_2^*$ 과 S_1^* 는 식 (4), 식 (5)와 같이 표현한다.

$$-S_2^* = [-S_2^*(0) -S_2^*(1) \cdots -S_2^*(N-1)]^T \quad (4)$$

$$S_1^* = [S_1^*(0) S_1^*(1) \cdots S_1^*(N-1)]^T \quad (5)$$

그러면 송신기의 고속 푸리에 역변환기에서는 위 신호를 시간 영역 신호로 변환한다. 두 개의 송신 안테나들을 통하여 전송하는 시간 영역 신호는 다음 식 (6) 행렬과 같다.

$$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (6)$$

그 다음에 위치한 순환 지연기에서는 s_1 과 s_1^* 에는 L_1 그리고 s_2 과 $-s_2^*$ 에는 L_2 만큼의 양만큼 순환 지연하여 다음 식 (7) 행렬로 표현한다. 이때 순환 지연시키는 최대 길이는 직교 주파수 분할 다중화 심볼의 부반송파 개수 N 에 따라 결정한다.

$$\begin{pmatrix} s_{1de\,layed} & s_{2de\,layed} \\ -s_{2de\,layed}^* & s_{1de\,layed}^* \end{pmatrix} \quad (7)$$

여기서 $s_{1de\,layed}$, $s_{2de\,layed}$, $-s_{2de\,layed}^*$, $s_{1de\,layed}^*$ 의 원소들은 다음 식 (8), 식 (9), 식 (10), 식 (11)과 같이 표현한다.

$$s_{1de\,layed}(n) = s_1((n-L_1)_N) \quad (8)$$

$$s_{2de\,layed}(n) = s_2((n-L_2)_N) \quad (9)$$

$$-s_{2de\,layed}^*(n) = -s_2^*((n-L_2)_N) \quad (10)$$

$$s_{1de\,layed}^*(n) = s_1^*((n-L_1)_N) \quad (11)$$

여기서 $n=0,1,\dots,N-1$ 이며, $(\cdot)_N$ 은 순환지연을 의미한다. 이렇게 순환 지연된 신호에 직교 주파수 분할 다중화 부반송파 개수의 $1/4$ 길이의 싸이클릭 프리픽스를 추가하여 송신 안테나를 통하여 전송한다. 여기서 두 개의 연속된 직교 주파수 분할 다중화 심볼 주기의 채널은 고정되어 있다고 가정한다. 한편 수신기에서 수신된 신호는 시간 영역에서 다음 식 (12)와 같이 표현한다.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}_k^1 \otimes \mathbf{s}_{1de\,layed} + \mathbf{h}_k^2 \otimes (-\mathbf{s}_{2de\,layed}^*) + \mathbf{n}_k \quad (12)$$

$$\mathbf{y}_{k+1} = \mathbf{h}_{k+1}^1 \otimes \mathbf{s}_{2de\,layed} + \mathbf{h}_{k+1}^2 \otimes \mathbf{s}_{1de\,layed}^* + \mathbf{n}_{k+1}$$

여기서 \otimes 은 컨벌루션을 말하며, $\mathbf{h}_m^n, m \in k, k+1, n \in \{1, 2\}$ 은 순환 행렬이고, 그 첫 번째 열의 값은 채널의 임펄스 응답들로 이루어진다. 채널 \mathbf{h}_m^n 은 m 번째의 직교 주파수 분할 다중화 심볼의 주기 동안에 n 번째 송신기에서 수신기로의 채널을 말하며, \mathbf{n}_k 와 \mathbf{n}_{k+1} 은 k 번째와 $(k+1)$ 번째의 직교 주파수 분할 다중화 시스템 한 심볼 주기에서의 백색 잡음이다. 이때 채널 신호 \mathbf{h}_m^n 는 아이겐-분해 (Eigen-decomposition)[11] 이며, \mathbf{Q} 와 $(\cdot)^H$ 은 정규 직교 이산 푸리에 변환 행렬[12]과 복소수 공역 전치를 각각 의미할 때 $\mathbf{h}_m^n = \mathbf{Q}^H \mathbf{H}_m^n \mathbf{Q}$ 과 같이 정의하며, 수신기에서는 시간 영역에서 제일 먼저 사이클릭 프리픽스를 제거한 후 만들어진 길이 N 의 \mathbf{y}_k 와 \mathbf{y}_{k+1} 은 수신기에 있는 고속 푸리에 변환기를 통하여 주파수 영역 신호 \mathbf{Y}_k 와 \mathbf{Y}_{k+1} 로 변환한다.

한편 시간 영역에서 N 개의 $x[n], n = 0, 1, \dots, N-1$ 을 길이 m 만큼 순환 지연한 신호를 $x_{CyclicDelayed}[n] = x[(n-m)_N]$ 이라고 할 때 이것의 주파수 변환 신호는 $X[p]e^{-j2\pi pm/N}$ 가 되므로 부반송파에 선형 비례하여 위상 회전되는 특성이 있다. 여기서 순환 지연하지 않은 신호 $x[n]$ 을 주파수 변환한 식이 $X[p], p = 0, 1, \dots, N-1$ 라 가정한다. 따라서 송신기에서는 구현하기 간단한 순환 지연기를 도입하고 데이터를 복호하는 수신기에서 복잡한 위상역회전기를 도입함으로써 제 3의 수신기가 복호하기 어렵게 만드는 방식을 시도한다.

그러므로 식 (12)에서 전송된 $\mathbf{s}_{1delayed}, -\mathbf{s}_{2delayed}^*, \mathbf{s}_{2delayed}, \mathbf{s}_{1delayed}^*$ 은 순환 지연된 디지털 신호 처리의 성질에 따라 주파수 영역 신호로 바뀔 때에는 $\mathbf{S}_{1rotated}, -\mathbf{S}_{2rotated}^*, \mathbf{S}_{2rotated}, \mathbf{S}_{1rotated}^*$ 으로 표현된다. 따라서 수신된 신호를 주파수 영역 신호로 표현하면 다음 식 (13)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_k &= \mathbf{H}_k^1 \mathbf{S}_{1rotated} - \mathbf{H}_k^2 \mathbf{S}_{2rotated}^* + \mathbf{N}_k \\ \mathbf{Y}_{k+1} &= \mathbf{H}_{k+1}^1 \mathbf{S}_{2rotated} + \mathbf{H}_{k+1}^2 \mathbf{S}_{1rotated}^* + \mathbf{N}_{k+1} \end{aligned} \quad (13)$$

이때 수신기에서는 최대 윌 결합 방법을 사용하여 두 개의 송신 안테나로부터 수신된 신호를 결합하며, 이렇게 시공간 블록 코드 방법에 따라 수신 결

합된 송신 신호를 다음 식 (14)와 같이 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}_{1rotated}(p) &\cong \frac{Y_k(p)(H_k^1(p))^* + Y_{k+1}(p)H_{k+1}^2(p)}{|H_k^1(p)|^2 + |H_k^2(p)|^2} \\ \hat{\mathbf{S}}_{2rotated}(p) &\cong \frac{Y_{k+1}(p)(H_{k+1}^1(p))^* - Y_k(p)H_k^2(p)}{|H_k^1(p)|^2 + |H_k^2(p)|^2} \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $p = 0, 1, \dots, N-1$ 이며, 두 개의 연속된 직교 주파수 분할 다중화 심볼 주기의 채널값이 같다고 가정하였으므로 $H_k^1(p) \cong H_{k+1}^1(p)$ 그리고 $H_k^2(p) \cong H_{k+1}^2(p)$ 가 성립한다. 따라서 식 (14)에서 추정된 신호는 원래의 시공간 블록 코드와 비교하면 시간 영역에서 순환 지연된 신호이므로 원래의 신호로 복원하기 위하여 수신기의 부호 반전 시공간 블록 디코더 다음에 위치한 위상 역회전기에서는 식 (15)와 식 (16)과 같이 순환 지연시킨 L_1 과 L_2 에 의해 주파수 영역에서 발생한 위상만큼 역회전시킨다.

$$\hat{\mathbf{S}}_1(p) = \hat{\mathbf{S}}_{1rotated}(p) \times \exp(j2\pi p L_1 / N) \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{S}}_2(p) = \hat{\mathbf{S}}_{2rotated}(p) \times \exp(j2\pi p L_2 / N) \quad (16)$$

이렇게 결정된 송신 신호는 순환 지연기로 인하여 발생한 주파수 영역에서의 위상 회전 효과로 인하여 송신기가 구성할 수 있는 송신 데이터의 종류는 부호 반전만으로 구성할 수 있는 데이터의 종류보다 64×64 배가 되어, 부호 반전으로 인하여 발생한 채널 스위칭 효과와 아울러 송신기 신호를 다양화하며, 이와 같이 다양한 데이터 구성은 데이터 구성을 모르는 제 3자가 전파를 수신했다 하더라도 소스 데이터를 알아내는 것이 어렵게 된다.

한편 위와 같이 \mathbf{S}_1 과 \mathbf{S}_2 를 동일 안테나 그리고 연속하는 OFDM 심볼에 각각 배열하고 시공간 블록 코드를 구성할 수 있지만, \mathbf{S}_1 과 \mathbf{S}_2 를 다른 안테나 신호에서 동일한 OFDM 심볼 시간에 다음 식 (17)과 같이 배열하는 것도 가능하다.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{S}_1 & -\mathbf{S}_2^* \\ \mathbf{S}_2 & \mathbf{S}_1^* \end{pmatrix} \quad (17)$$

k 번째 OFDM 심볼 주기 동안에 첫 번째 안테나와 두 번째 안테나를 통하여 전송되는 OFDM 심볼을 \mathbf{S}_1 과 \mathbf{S}_2 이라고 가정하면 다음 식 (18)과 식 (19)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{S}_1 = [S_1(0) S_1(1) \cdots S_1(N-1)]^T \quad (18)$$

$$\mathbf{S}_2 = [S_2(0) S_2(1) \cdots S_2(N-1)]^T \quad (19)$$

그러면 시공간 블록 코드 방법으로 송신 데이터를 구성하면 $k+1$ 번째 OFDM 심볼 주기 동안 첫 번째 안테나와 두 번째 안테나를 통하여 전송되는 OFDM 심볼 $-\mathbf{S}_2^*$ 과 \mathbf{S}_1^* 는 다음 식 (20)과 식 (21)과 같이 표현된다.

$$-\mathbf{S}_2^* = [-S_2^*(0) -S_2^*(1) \cdots -S_2^*(N-1)]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{S}_1^* = [S_1^*(0) S_1^*(1) \cdots S_1^*(N-1)]^T \quad (21)$$

그러면 송신기의 고속 푸리에 역변환기에서는 위 신호를 시간 영역 신호로 변환시킨다. 두 개의 송신 안테나들을 통하여 전송될 시간 영역 신호는 다음 식 (22)와 같은 행렬로 표현된다.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{s}_1 & -\mathbf{s}_2^* \\ \mathbf{s}_2 & \mathbf{s}_1^* \end{pmatrix} \quad (22)$$

그 다음에 위치한 순환 지연기에서는 \mathbf{s}_1 과 \mathbf{s}_1^* 에 는 L_1 그리고 \mathbf{s}_2 과 $-\mathbf{s}_2^*$ 에는 L_2 만큼의 양만큼 순환 지연시키며 다음 식 (23)과 같은 행렬로 표현된다.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{s}_{1delayed} & -\mathbf{s}_{2delayed}^* \\ \mathbf{s}_{2delayed} & \mathbf{s}_{1delayed}^* \end{pmatrix} \quad (23)$$

여기서 $\mathbf{s}_{1delayed}$, $\mathbf{s}_{2delayed}$, $-\mathbf{s}_{2delayed}^*$, $\mathbf{s}_{1delayed}^*$ 의 원소들은 다음 식 (24), 식 (25), 식 (26), 식 (27)과 같이 표현된다.

$$s_{1delayed}(n) = s_1((n-L_1)_N) \quad (24)$$

$$s_{2delayed}(n) = s_2((n-L_2)_N) \quad (25)$$

$$-s_{2delayed}^*(n) = -s_2^*((n-L_2)_N) \quad (26)$$

$$s_{1delayed}^*(n) = s_1^*((n-L_1)_N) \quad (27)$$

한편 수신기에서 수신된 신호는 시간 영역에서 다음 식 (28)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \mathbf{h}_k^1 \otimes \mathbf{s}_{1delayed} + \mathbf{h}_k^2 \otimes \mathbf{s}_{2delayed} + \mathbf{n}_k \\ \mathbf{y}_{k+1} &= \mathbf{h}_{k+1}^1 \otimes (-\mathbf{s}_{2delayed}^*) + \\ &\quad \mathbf{h}_{k+1}^2 \otimes \mathbf{s}_{1delayed}^* + \mathbf{n}_{k+1} \end{aligned} \quad (28)$$

이 수신된 신호를 주파수 영역 벡터 신호로 표현하면 다음 식 (29)와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_k &= \mathbf{H}_k^1 \mathbf{S}_{1rotated} + \mathbf{H}_k^2 \mathbf{S}_{2rotated} + \mathbf{N}_k \\ \mathbf{Y}_{k+1} &= -\mathbf{H}_{k+1}^1 \mathbf{S}_{2rotated}^* + \\ &\quad \mathbf{H}_{k+1}^2 \mathbf{S}_{1rotated}^* + \mathbf{N}_{k+1} \end{aligned} \quad (29)$$

이때 수신기에서는 최대 율 결합 방법을 사용하여 두 개의 송신 안테나로부터 수신된 신호를 결합하며, 이렇게 시공간 블록 코드 방법에 따라 수신 결합된 송신 신호는 다음 식 (30)과 같이 추정된다.

$$\begin{aligned} \hat{S}_{1rotated}(p) &\cong \\ &\frac{Y_k(p)(H_k^1(p))^* + Y_{k+1}^*(p)H_{k+1}^2(p)}{|H_k^1(p)|^2 + |H_k^2(p)|^2} \\ \hat{S}_{2rotated}(p) &\cong \\ &\frac{Y_k(p)(H_k^2(p))^* - Y_{k+1}^*(p)H_{k+1}^1(p)}{|H_k^1(p)|^2 + |H_k^2(p)|^2} \end{aligned} \quad (30)$$

이와 같이 위상회전된 신호는 위상역회전기에서 식 (31), 식 (32)와 같이 순환지연된 신호 이전의 위상으로 돌아가게 한다.

$$\hat{S}_1(p) = \hat{S}_{1rotated}(p) \times \exp(j2\pi pL_1/N) \quad (31)$$

$$\hat{S}_2(p) = \hat{S}_{2rotated}(p) \times \exp(j2\pi pL_2/N) \quad (32)$$

이 식은 두 번째 기본적인 시공간 블록 코드로서 순환 지연된 부호 반전 알고리즘을 적용한 시공간 블록 코드이며, 2×2 행렬에서 시공간 블록 코드의 직교성을 유지하며 부호 반전을 발생시키는 경우의 수는 여덟가지이므로, 첫 번째 시공간 블록 코드와 함께 순환 지연으로 발생한 4,096(=64×64) 가지와 연동하여 65,536(=16×64×64) 종류의 송신기 구조를 형성할 수 있게 된다. 따라서 송신기에서 같은 데이터를 보내는데 송신기 구조를 바꾸어서 65,536 가지로 변형하여 보내는 이 송신기 구조 변경 방식은 종래의 암호 복호화 알고리즘들이 송신 데이터 자체에서 데이터 값들만을 바꾸어서 암호화하는 방법과 아울러 송신 구조를 모르는 제 3의 수신기들은 데이터를 정상적으로 복호하기 힘든 구조로 구성하였다.

III. 모의 실험 및 성능 평가

모의 실험은 제안하는 순환 지연기를 사용한 부호 반전 데이터 시퀀스 기법이 순환 지연된 데이터 시퀀스를 모르는 인근의 수신기들의 수신 성능에 미치는 영향을 비트오류율로 측정하여 평가하고자 한다.

3.1 모의 실험 환경

직교 주파수 분할 다중화 시스템의 모의 환경 변수는 다음과 같다. 사용하는 주파수 대역은 20MHz 으로서, 부반송파 개수는 N 은 64개이며 하나의 사용자 데이터 블록을 말한다. 부가되는 사이클릭 프래픽스는 16개를 사용하므로, 하나의 직교 주파수 분할 다중화 심볼의 개수는 80개이며, 유효한 심볼 주기는 3.2 μ s를 사용하고 보호 구간으로는 0.8 μ s를 사용한다. 한 개의 직교 주파수 분할 다중화 데이터 심볼 유효 주기는 4.0 μ s이다. 송신기에서는 80 개의 데이터 심볼들로 묶어서 하나의 시공간 블록 코드 그룹으로 전송하며 80개의 심볼들은 데이터 페이로드는 64개 데이터 심볼, 보호구간은 16 데이터 심볼로 구성된다. 모의 실험에서 사용한 채널은 HiperLAN/2 채널 A이며, 모의 실험시에는 채널 상태 정보는 모두 알고 있다고 가정하였으며, 채널 A

의 다중 채널 모델들은 각 경로마다 50 Hz의 도플러 주파수를 갖는 독립적인 레일리 페이딩을 겪고 있다고 가정하였다.

3.2 실험 결과

그림 3은 전통적인 시공간 블록 코드 방식(STBC)과 부호 반전 시공간 블록 코드 방식(SR-STBC)과 제안하는 순환 지연 부호 반전 시공간 블록 코드 방식(CDSR-STBC) 방식의 성능을 보여준다. 모의 실험에서 사용한 제안하는 CDSR-STBC의 경우에는 송신기의 데이터 구성 방법을 수신기가 모두 알고 있다고 가정하고 실험하였다. 비교 대상인 종래의 알고리즘들은 제안하는 CDSR-STBC과 비교하여 SR-STBC 알고리즘의 경우에는, 송신기의 데이터 구성 방법 중에서 아는 것이 순환 지연기의 경우의 수, 1/(64×64) 만큼이므로 즉, 99.97559%의 확률로 모르게 되며, 종래의 STBC 알고리즘의 경우에는 부호 반전의 경우의 수인 16종류까지 고려하므로 1/(16×64×64)이므로 즉, 99.99847%의 확률로 모르게 된다. 따라서 이와 같은 환경에서 모의 실험한 결과는 그림 3에 “STBC, (16×64×64)-1”로서 비트 오류 확률이 0.5 근처에 있으므로 통신이 전혀 이루어지지 않고 있는 결과를 보이고 있으며, 본 논문의 모의 실험에서는 각 알고리즘의 송신기의 전송 방식을 알 수 있는 경우의 수에 비례하여 STBC의 경우에는 1/16만큼 모른다고 가정하였는데 이것은 93.75% 안다고 가정하는 것과 같으며, SR-STBC의 경우에는 1/1000만큼 모른다고 가정하였는데 이것은 99.9% 안다고 가정하는 것과 같은 상황에서 모의 실험을 실시하였다. 제안하는 순환 지연 부호 반전 시공간 블록 코드 방식은 송신기의 송신 방식을 100% 아는 경우이므로 수신 성능이 정상임을 보이고 있으며, 이와 같은 성능은 변조 레벨 2비트(QPSK), 4비트(16QAM), 6비트(64QAM)에 관계없이 동일하게 나타난다. 종래의 알고리즘인 STBC에 있어서 QPSK의 경우에는 6.79×10^{-2} , 16QAM의 경우에는 5.23×10^{-2} , 64QAM의 경우에는 5.12×10^{-2} 에서 비트 오류 확률이 마루현상을 보이고 있으며, 이 결과는 정상적인 통신이 어려운 상황으로 생각할 수 있다.

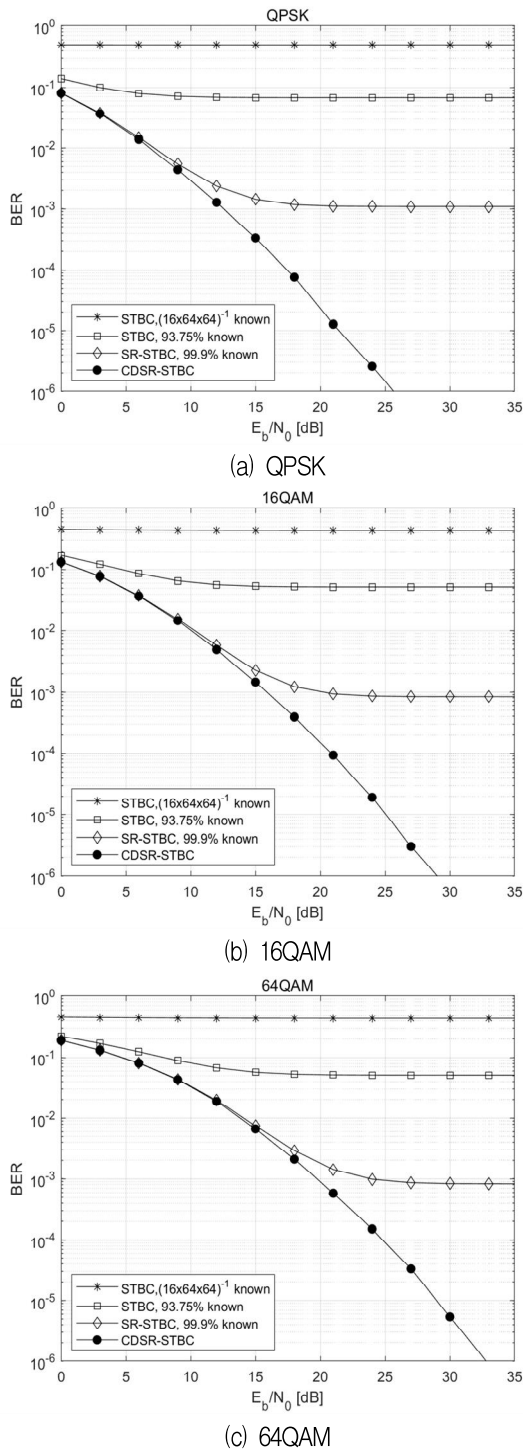


그림 3. 순환 지연기를 사용하는 부호 반전 시공간 블록 코드 기법의 성능 비교

Fig. 3. Performance comparison of the cyclic delayed sign reversal space time block code technique

또한 SR-STBC의 경우에도 QPSK의 경우에는 1.08×10^{-3} , 16QAM의 경우에는 8.35×10^{-4} , 64QAM의 경우에는 8.28×10^{-4} 에서 비트 오류 확률이 마루

현상을 보이고 있으며, 이 결과 역시 정상적인 통신이 어려운 상황으로 간주할 수 있다. 따라서 송신기에서 제안하는 CDSR-STBC 송신 방식을 따라 전송하게 되면 제 3의 수신기가 이 전파를 수신하더라도 정상적으로 이 수신 신호를 복호할 수 있는 경우의 수는 $1/(16 \times 64 \times 64)$ 이 되며 실험 결과를 보면 정상적인 통신이 이루어지지 않음을 알 수 있다.

IV. 결론

이 논문은 순환 지연기를 사용하여 부호 반전 시공간 블록 코드 방식의 송신 데이터를 다양화하는 알고리즘을 제안하였다. 제안하는 알고리즘은 두 개의 송신 데이터 블록 별로 시간 영역에서 지연을 달리하여 주파수 영역에서 위상을 회전하였으며, 종래의 방법들보다 제 3의 수신기가 송신 데이터를 검출하기 어려운 방법을 제안하였다. 따라서 다중 안테나 규격을 사용하는 최근의 통신 시스템들을 위한 송신기에서 간단하게 구성 가능하며 전송 데이터가 보호될 수 있는 방법을 제시하였다.

References

- [1] IEEE SA 802.11 WG, IEEE P802.1n, Part 11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications, 2009.
- [2] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1988. <https://doi.org/10.1109/49.730453>.
- [3] 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, Mar. 2006. <https://doi.org/10.1093/ietcom/e89-b.3.1003>.
- [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, Jul. 2012. <https://doi.org/10.1109/4234.935750>.

- [5] Bombal David, Brute force WiFi WPA2, [https://www.youtube.com/watch?v= J8A8rKFZW-M](https://www.youtube.com/watch?v=J8A8rKFZW-M). [accessed: Jul. 14, 2025.]
- [6] H. K. Jung, "A simple Encryption Technology for Space-Time Block Coding", Journal of the Korea Industrial Information Systems, Vol. 23, No. 5, pp. 1-8, Oct. 2018. <https://doi.org/10.9723/jksiis.2018.23.5.001>.
- [7] H. K. Jung, "Sign Reversal Channel Switching method in Space-Time Block Code for OFDM Systems", IEICE Trans. on Fund. of Electronics, Commun. and Computer Science, Vol. E103-A, No. 2, pp. 567-570, Feb. 2020. <https://doi.org/10.1587/transfun.2019EAL2090>.
- [8] H. K. Jung, "Sign Reversal Channel Switching Method for Space-Frequency Block Code in Orthogonal Frequency Division Multiplexing System", Journal of the Korea Industrial Information Systems Research, Vol. 25, No. 5, pp. 13-21. Oct. 2020. <https://doi.org/10.9723/jksiis.2020.25.5.013>.
- [9] H. K. Jung, "Random Coded Data Protection Technique in Space-Time Block Code", The Trans. of the Korea Institute of Electrical Engineers, Vol. 70P, No. 4, pp. 270-276. Dec. 2021. <http://doi.org/10.5370/KIEEP.2021.70.4.270>.
- [10] H. K. Jung, "Sign Reversal Data Sequence Technique for Space-Time Block Code", The Journal of Korean Institute of Information Technology, Vol. 22, No. 1, pp. 113-122. Jan. 2024. <http://dx.doi.org/10.14801/jkiit.2024.22.1.113>.
- [11] G. Strang, "Linear algebra and its applications", International Thomson Business Press, 4th ed., pp. 273-274, Jan. 2006.
- [12] A. Oppenheim and R. Schaffer, "Discrete-Time Signal Processing", 3rd ed., pp 575-577, Prentice-Hall Englewood Cliffs, 1989.

저자소개

정혁구 (Hyeok-Koo Jung)



1985년 2월 : 연세대학교
전기공학과(공학사)
1987년 2월 : 연세대학교
전기공학과(공학석사)
2004년 2월 : 중앙대학교
전자공학과(공학박사)
2004년 9월 ~ 현재 :

국립한밭대학교 모바일융합공학과 교수
관심분야 : OFDM 통신 시스템, 무선 랜, 딥러닝
신호처리