

# 다중 안테나 환경을 고려한 MC-CDMA 시스템에서의 효율적인 전송 용량 증대와 간섭 완화 기법에 관한 연구

차동호\*, 이규진\*\*, 황선하\*\*\*, 이계산\*\*\*\* 정회원

## A Study on the Effective Capacity increasement and Interference reduction technique for MC-CDMA with a Multiple Antenna System

Dong-ho Cha\*, Kyu-jin Lee\*\*, Sun-ha Hwang\*\*\*, Kye-san Lee\*\*\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문은 다중 안테나 시스템 환경에서 전송 용량을 보장하면서 통신 성능 신뢰성을 확보할 수 있는 효율적인 Throughput 향상기법에 관한 연구를 진행하였다. 기존 공간 다이버시티 기법은 각 안테나 채널들로부터 발생하는 간섭과 주파수 선택적 채널의 영향으로 코드 간 직교성의 훼손, 부반송파 직교성의 훼손이 발생하여 성능 향상이 제한적이다. 주파수 선택적 다중 안테나 채널 환경에 따라서 발생하는 안테나 간의 간섭을 SVD 채널 병렬화를 통하여 효과적으로 줄이고, 낮은 복잡도를 가지는 부반송파 결합기법을 통하여 제안 시스템의 전송용량과 성능을 향상시키는 전송 시스템을 제안하였으며, 모의실험을 통하여 성능 향상을 확인하였다.

Key Words : Multiple antenna system, Multi-Carrier Code Division Multiple Access, Singular Value Decomposition, Recursive Least Square, Transmit Diversity.

### ABSTRACT

In this paper, we present more effective throughput enhancement technique to improve the data rate and reliability by using the multiple antenna technique. The conventional spatial diversity scheme is limited in according with the interference from each antenna channel status, and the orthogonality of spreading codes and subcarriers are destroyed due to the frequency selectivity. Proposed system is considered MC-CDMA system with 4 transmit antennas and 1 receive antenna. Proposed system based on SVD with the MS-RLS MMSE subcarrier combining method in order to achieve better performance with low computational complexity. Via computer simulation, we confirm that the proposed system is able to improve the BER performance by suppressing the interference of other antenna signals.

### I. 서 론

최근, 스마트폰의 보급으로 기하급수적으로 증가하는 무선 통신 트래픽을 해소하기 위하여 고속 데이터 전송시스템에 대한 연구개발이 활발하게 진행되고 있다. WLAN 기술인 IEEE 802.11을 시작으로 고속 데이터 전송 속도를 보장하며 높은 QoS를 달성할 수 있는 무선 통신 시스템 구현을 위해 OFDM 기술과 MIMO 기술을 적용하기 시작하였다. 4

세대 이동통신 표준 기술로 각광받고 있는 3GPP LTE-Advanced (Long Term Evolution)와 IEEE 802.16m Mobile WiMAX 기술들도 마찬가지로 증가하는 트래픽을 해소하기 위하여 OFDM기반의 시스템을 개발하였으며, ITU-R에서 정의한 4세대 이동통신 표준 기술인 IMT-Advanced의 조건을 만족하기 위하여 MIMO 기술을 이용한 고속 데이터 전송 시스템 개발을 진행하고 있다[1]. 현재 LTE와 WiMAX(WiBro)에서 사용하는 OFDM 기술은 OFDMA 기술로써, 개별 사용자들에게 서로 다른 부반송파

\* 경희대학교 전자전파공학과 차세대무선통신 연구실(chadongho@khu.ac.kr),

\*\* 경희대학교 전자전파공학과 차세대무선통신 연구실(kyujiin@khu.ac.kr),

\*\*\* STS반도체통신(주) 연구소(shhwang@bokwang.com), \*\*\*\* 경희대학교 전자전파공학과(kyesan@khu.ac.kr)

※ 본 논문의 일부는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [I0035264, LED-ID 기반 홈네트워크 기술개발]

접수일자 : 2011년 11월 23일, 수정완료일자 : 2011년 12월 13일, 최종게재확정일자 : 2011년 12월 15일

를 할당하여 데이터를 송수신 하는 방법으로 사용자가 증가할 경우 개별 사용자들에게 더 적은 수의 주파수 대역을 할당하여야 하며, 이는 전송속도를 저하시키는 문제점을 발생시킨다. 이러한 한정된 주파수 자원을 보다 효율적으로 사용할 수 있는 OFDM 기법의 하나로써 MC-CDMA(Multi Carrier Code Division Multiple Access) 기술이 제안되었다. MC-CDMA 기술은 직교하는 다수의 부반송파로 대역폭을 분할하여 데이터 전송 속도를 향상시킬 수 있다. 그리고 각 사용자들에게 직교성을 가지는 서로 다른 확산코드를 부여하고 개별 사용자들은 부여받은 코드를 주파수 축 확산을 통하여 확산 이득을 얻을 수 있으며, 동일한 대역폭을 다수의 사용자들이 동시에 사용할 수 있다. 다시 말해, 높은 주파수 효율을 가지는 고속 데이터 전송시스템을 실현할 수 있다[2].

다중 안테나 시스템은 추가적인 대역폭을 할당하지 않고 시스템 용량과 신뢰성을 향상시킬 수 있는 기술로 활발한 연구가 진행되고 있다. 이러한 다중 안테나 시스템은 각각의 송신안테나에 서로 다른 데이터를 전송하여 데이터 전송 속도를 향상시키는 SM(Spatial Multiplexing)기법과 같은 데이터를 전송하여 다이버시티(Diversity)를 얻을 수 있는 SD(Spatial Diversity) 기법으로 구분할 수 있다. SM기법은 주파수 대역폭의 추가적으로 필요하지 않기 때문에 주파수 이용 효율이 높은 반면, 데이터 전송 속도를 향상시키기 위하여 각각의 송신 안테나에 서로 다른 데이터를 전송하기 때문에 송신 안테나들 간의 간섭이 발생하여 통신 성능의 저하를 일으키는 단점을 가지고 있다. SD기법은 개별 안테나들에 같은 데이터를 전송하고 수신단에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 MRC 기법을 적용이 가능하며 통신 성능을 향상시킬 수 있는 기술이다. 다이버시티 기법은 송신 다이버시티 기법과 수신 다이버시티로 구분할 수 있으며 이러한 다중 안테나 시스템을 이동통신시스템에 적용하기 위해서는 다음과 같은 문제점들이 고려하여야 한다. 다운링크 시스템에서 수신 다이버시티 기법은 단말기 설계의 복잡도 증가와 비용이 증가하는 단점을 가지고 있다. 반면, 송신 다이버시티 기법은 기지국에 다수의 송신 안테나를 설치하여 데이터를 전송함으로써 단말기의 복잡도를 줄이는 동시에 성능을 향상시킬 수 있는 방법이다. 이러한 송신 다이버시티를 얻을 수 있는 대표적인 기법으로는 STBC(Space Time Block Code) 기법과 SFBC(Space Frequency Block Code) 기법이 있으며, 이중 STBC를 이용하여 최대 전송속도(Full Rate)와 최대 다이버시티 이득(Full Diversity)를 얻을 수 있다. STBC 코드를 이용한 송신 다이버시티 기법은 개별 안테나에 서로 다른 신호를 할당하여 전송하지만 일정한 송신 안테나의 개수만큼 긴 심볼 구간을 사용하여 전송함으로써 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 하지만, 직교성이 보장되는 STBC 코드를 제약된 MIMO 환경에서 최대 다이버시티 이득을 얻기 위하여 사용할 경우 데이터 전송 속도가 감소하는 단점을 가지고 있다[3][4][5][6].

본 논문에서는 4개의 송신 안테나를 적용하였다. 기존의

4개의 전송 안테나를 적용하여 송신 다이버시티를 얻을 수 있는 코드는 QO-STBC(Quasi-Orthogonal STBC) 코드이다. 하지만 4개의 송신 안테나를 적용한 QO-STBC 시스템은 서로 다른 데이터를 4개의 송신 안테나를 통하여 전송하지만 4개의 심볼 구간을 이용하여 전송한다. 따라서 전송 용량의 이득은 없다. 또한 QO-STBC 코드는 코드 간 간섭의 영향으로 최대 전송율과 최대 다이버시티 이득을 달성할 수 없다[7]. 이를 해결하기 위한 방법으로 채널 정보를 바탕으로 SVD 채널 병렬화 전송 방법을 제안한다.

제안 시스템의 송신단에서 4개의 송신 안테나들로 이루어진 다중 안테나 채널에 SVD(Singular Value Decomposition)를 이용하여 송수신 안테나 간에 병렬 채널을 구성하는 채널 벡터값을 송신단 코드로 이용함으로써 안테나 간 간섭을 최소화하며 전송 용량 이득을 얻을 수 있다[8]. 수신단에서는 기존 RLS(Recursive Least Square)기반의 부반송파(Subcarrier) 결합(Combining) 기법을 적용하였다. 하지만 기존 RLS 기반의 부반송파 결합기법은 많은 수의 참조신호를 필요로 하며, 이는 송신 패킷에 참조신호로 사용할 파일럿 심볼의 수가 증가하는 것을 의미한다. 따라서 결과적으로 데이터 전송속도를 낮추는 문제점으로 작용한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 보다 적은 수의 파일럿 심볼을 이용하여 비슷한 성능을 유지할 수 있는 MS-RLS (Multi Stage RLS) 부반송파(Subcarrier) 결합(Combining) 기법을 이용하여 기존 방식보다 높은 전송속도를 보장할 수 있는 시스템을 제안하였다[9].

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 MIMO 채널에서의 송신 다이버시티 기법과 SVD 기법을 통한 채널 병렬화에 대하여 설명하였고, 3절에서는 제안 시스템 모델에 대하여 설명하였다. 4절에서는 컴퓨터 모의실험 파라미터와 결과에 대하여 분석하였다. 마지막으로 5절에서 모의실험 결과를 바탕으로 논문의 결론을 서술하였다.

## II. MIMO 채널

$M_t$  개의 송신 안테나와  $N_r$  개의 수신 안테나를 가지는 다중 안테나 시스템은  $N_r \times M_t$  매트릭스 채널을 구성한다. 다중 경로 페이딩 채널을 경험하는  $k$  번째 부반송파의 송신 채널은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$h_k^{n,m}(\tau) = \sum_{p=0}^{P-1} h_{k,p}^{n,m} \delta(t - \tau_p) \quad (1)$$

여기서  $m$  과  $n$  은  $m$  번째 송신안테나와  $n$  번째 수신안테나를,  $P$  는 다중 경로의 수를,  $\delta(\cdot)$  는 델타 함수를 의미한다. 채널의 지연 확산 특성은 지수 감쇠 모델로 정의하였다. 여기서 분산은 식 (2)로 표현할 수 있다.

$$E[|h_k^m|^2] = \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha^{-P}} \alpha^{-p} \quad (2)$$

$\alpha$ 는 감쇠 상수를 나타내고  $E[\cdot]$ 는 기댓값 연산자를 나타낸다.

$N_r \times M_t$  행렬을 가지는 다중 안테나 채널  $\bar{H}$ 은 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} h^{1,1} & \dots & h^{1,M_t} \\ \vdots & h^{n,m} & \vdots \\ h^{N_r,1} & \dots & h^{N_r,M_t} \end{bmatrix} \quad (3)$$

MIMO 채널  $\bar{H}$ 를 통과하여 전송되어지는 수신 신호는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Y(t) = \bar{H}S(t) + n(t) \quad (4)$$

$Y(t)$ 는 수신신호 벡터를,  $S(t)$ 는 송신신호 벡터를,  $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이  $\sigma^2$ 인 AWGN을 나타낸다. 이때 잡음 값은 식 (5)와 같다.

$$E[n(t)n(t)^*] = \sigma^2 I_{N_r} \quad (5)$$

여기서,  $I_{N_r}$ 은 단위행렬을 나타내고,  $*$ 는 켈레 복소수의 전치행렬을 나타낸다.

### 1. 송신 다이버시티

송신 다이버시티 기법은 앞에서 언급한 것과 같이 개별 안테나를 통하여 서로 다른 데이터를 전송하지만 시공간분할 코드를 곱하여 기존 심볼 구간보다 긴 심볼 구간을 사용하여 수신단에서 송신 다이버시티를 얻는 방법이다. 본 논문에서는 4개의 송신 안테나와 1개의 수신안테나를 가진 송신 다이버시티 시스템을 고려하였으며 최대 전송률 1을 달성하기 위하여 식 (6)와 같은  $4 \times 4$  QO-STBC 행렬식 코드를 사용하였다.

$$G = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & c_2 & c_3 \\ -c_1^* & c_0^* & -c_3^* & c_2^* \\ -c_2^* & -c_3^* & c_0^* & c_1^* \\ c_3 & -c_2 & -c_1 & c_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

그림 1은 식 (6)의 QO-STBC 코드를 적용한 시스템 모델을 보여준다. 개별 안테나들에 서로 다른 송신 신호  $S_0 S_1 S_2 S_3$ 가 병렬로 입력되고 개별 신호들은 QO-STBC 코드에 의하여 4개의 심볼 구간을 사용하여 송신 신호를 생성하여 전송한다. 수신단에서는 디코딩과정을 거쳐 하나의 심볼 구간에 하나의 송신신호들로 구성된 직렬 시퀀스로 데이터를 수신하게 된다. 그림 1과 같이 송신 신호  $S$ 를 식 (4)에 적용한 송신 안테나의 수신 신호는 식 (7)과 같이 나

타낼 수 있다.

$$\bar{Y} = \bar{H} \bar{S} + \bar{N} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} s_0 - s_1^* - s_2^* & s_3 \\ s_1 & s_0^* - s_3^* - s_2 \\ s_2 - s_3^* & s_0^* - s_1 \\ s_3 & s_2^* & s_1^* & s_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{bmatrix}$$

$y_i$ 는  $i$ 번째 수신 심볼 구간 데이터를 나타낸다.  $N$ 은 AWGN을 의미한다.

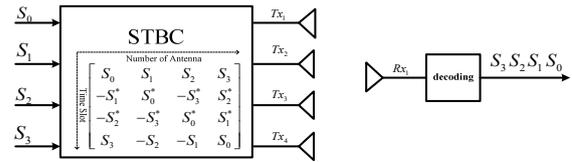


그림 1.  $4 \times 4$  QO-STBC 시스템 모델

수신 신호  $y_0$ 는 첫 번째 심볼 구간에 수신된 수신 신호를 나타낸다. 즉, 수신신호  $y_i$ 는  $i$ 번째 심볼 구간에 수신되어진 수신 신호를 나타내며 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned} y_0 &= h_0 S_0 + h_1 S_1 + h_2 S_2 + h_3 S_3 + n_0 \\ y_1 &= -h_0 S_1^* + h_1 S_1^* - h_2 S_2^* + h_3 S_3^* + n_1 \\ y_2 &= -h_0 S_2^* - h_1 S_3^* + h_2 S_0^* + h_3 S_1^* + n_2 \\ y_3 &= h_0 S_3 - h_1 S_2 - h_2 S_1 + h_3 S_0 + n_3 \end{aligned} \quad (8)$$

4개의 수신 심볼 구간을 통하여 수신된 수신 신호  $y$ 를 디코딩 과정을 거쳐 첫 번째 심볼 구간은 첫 번째 송신 신호  $S_0$  값이 최대값을 가지도록 보상하여  $\hat{S}_0$  값을 검출하게 된다. 이러한 디코딩 과정을 거친 수신 신호는 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{S}_0 &= h_0^* y_0 + h_1^* y_1^* + h_2^* y_2^* + h_3^* y_3 \\ \hat{S}_1 &= h_1^* y_0 - h_0^* y_1^* + h_3^* y_2^* - h_2^* y_3 \\ \hat{S}_2 &= h_2^* y_0 + h_3^* y_1^* - h_0^* y_2^* - h_1^* y_3 \\ \hat{S}_3 &= h_3^* y_0 - h_2^* y_1^* - h_1^* y_2^* + h_0^* y_3 \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)에 식 (8)을 대입하여 일반화하면 식 (10)과 같다.

$$\hat{S}_i = \left( \sum_{m=0}^{M_t-1} |h_m|^2 \right) S_i + \gamma_i + N_i \quad (10)$$

여기서,  $\gamma$ 는 다른 안테나로부터 영향을 받는 간섭을 의미한다. 이렇듯 QO-STBC 기법은 높은 차수의 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만, QO-STBC 코드의 불완전한 직교성으로 인하여 다른 안테나로부터 들어오는 간섭을 효과적으로 제거하지 못하는 것을 알 수 있다.

2. Singular Value Decomposition

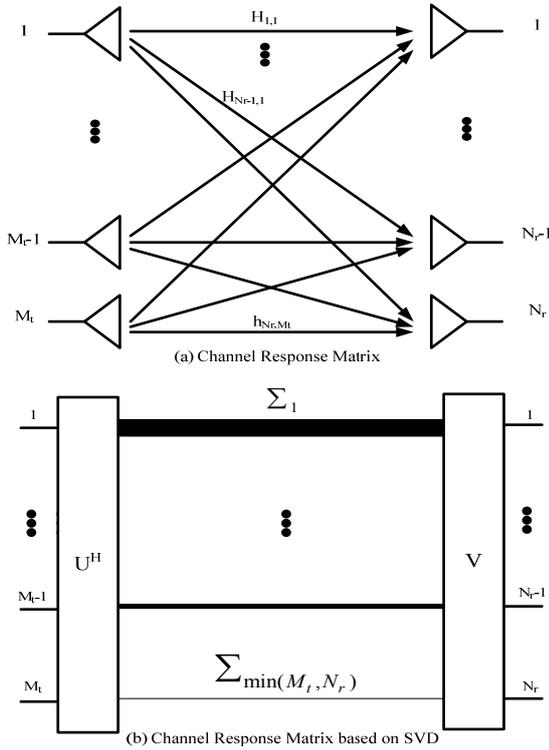


그림 2. MIMO 채널 모델과 SVD 채널 모델

그림 2.(a)는 일반적인 MIMO 채널 모델을 나타내며, (b)는 MIMO 채널을 SVD(Singular Value Decomposition)를 통하여 병렬 채널로 구성된 MIMO 채널을 나타낸다. 식 (3)의 채널 행렬을 SVD 기법을 적용하면 식 (11)과 같다.

$$\bar{H} = U \Sigma V^* \quad (11)$$

$N_r \times M_t$  행렬을 가지는 채널  $\bar{H}$ 값은 식 (11)과 같이  $N_r \times N_r$  단위행렬  $U$ ,  $N_r \times M_t$  대각행렬  $\Sigma$  그리고  $M_t \times M_t$  단위행렬  $V^*$ 로 분해된다. 이러한 SVD 성질을 적용하면 식 (4)의 채널은 식 (12)와 같이 표현할 수 있다 [8].

$$Y = U \Sigma V^* S + N \quad (12)$$

송신단과 수신단에 가중치 행렬을 곱해주면 병렬 채널로 분해할 수 있으며, 이를 위하여 식 (13)과 같이 송신단 가중치 행렬  $W_{svd}^t$  과 수신단 가중치 행렬  $W_{svd}^r$  을 생성할 수 있다.

$$W_{svd}^t = V, W_{svd}^r = U^* \quad (13)$$

송신단과 수신단에 식(13)의 가중치 행렬을 곱하여 주면, 식(14)와 같이 대각행렬  $\Sigma$ 는 MIMO 채널  $\bar{H}$ 의 특성에 따라 특이값으로 분해된다.

$$\begin{aligned} Y &= W^r H W^t S + N \\ &= W^r U \Sigma V^* W^t S + N \\ &= U^* U \Sigma V^* V S + N \\ &= \Sigma S + N \end{aligned} \quad (14)$$

이러한 대각행렬의 성질은 MIMO 채널을 개별적인 병렬 채널로 분해시키는 성질을 가지게 된다. 따라서 SVD 기법을 적용하여 MIMO 채널을 병렬화하고 다른 안테나로부터 받는 간섭을 제거할 수 있다. 하지만 송신단에서 송신 신호를 송신하기 전에 SVD 기법을 통한 채널 병렬화를 하기 위해서는 송신 채널 정보가 필요한 단점을 가지고 있다. 송신단에서 채널정보를 이용하기 위하여 수신단에서 채널 정보를 피드백 받아 채널 병렬화 기법을 수행할 수 있다.

III. 시스템 모델

1. MC-CDMA 시스템 송신단

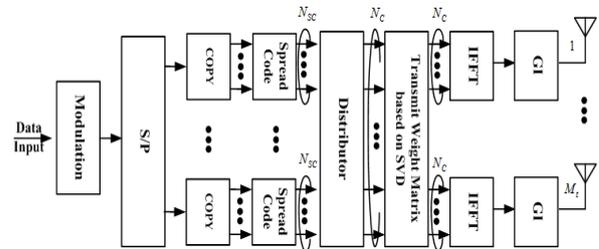


그림3. SVD를 적용한 MC-CDMA 송신단 블록도

그림 3.은 MC-CDMA 전송단을 보여준다. 각 사용자의 데이터는 Modulation 단으로 입력되어 QPSK로 변조된다. 변조된 심볼들은 S/P단을 통하여 병렬 변환된 후 확산 코드의 길이만큼 복사된다. 복사된 개별 병렬 심볼들의 개수는 부반송파의 개수와 같으며 Walsh-Hadamard 확산 코드에 의하여 주파수 축으로 확산된다. 여기서 병렬 변환된 데이터 심볼의 수( $N_p$ )는 전송할 수 있는 최대 용량이다.

시간 영역에서  $k$ 번째 부반송파와  $j$ 번째 확산 신호의 전송 신호는 수식 (15)와 같이 표현된다.

$$S_k(i) = \sum_{u=0}^{U-1} d_{u,g}(i) C_{u,l} \quad (15)$$

여기서  $g = \text{mod}(n, N_{SC})$ 를 나타내며,  $N_{SC}$ 는 확산 코드의 길이를 의미한다.  $l = \lfloor n/N_p \rfloor$  을 나타내며,  $U$ 는 유저의 수를 나타낸다.  $d_{u,g}(i)$ 는  $g$ 번째 확산코드,  $i$ 번째 부반송파 심볼의 데이터이다.  $C_{u,l}$ 은  $u$ 번째 사용자의 확산 코드를 나타낸다. 확산코드는  $N_{SC} \times N_{SC}$  Walsh-Hadamard 직교 코드를 사용한다.  $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 괄호 안의 작은 정수들 중 가장 큰 정수를 나타내며,  $\text{mod}(a,b)$ 는  $b$ 로  $a$ 를 나눈 나머지를 나타낸다. QPSK 변조된 심볼  $d(i)$ 는  $\{1+i, 1-i, -1+i, -1-i\}$ 로 구성된다.

확산된 심볼 신호는 분배기를 통하여 인접한 부반송파에 서로 다른 확산 심볼이 위치할 수 있도록 각 부반송파들에 분배해준다. 그리고 개별 부반송파 신호에 식 (13)의 SVD 송신단 가중치 행렬을 곱하여 개별 송신 안테나들에 병렬로 입력한다. SVD 송신 가중치 행렬을 곱한 데이터 심볼은 IFFT단을 통하여 역 고속 푸리에 변환을 하고, ISI와 ICI를 줄이기 위하여 Guard Interval(GI)과 Cyclic Prefix(CP) 구간을 삽입하여 전송한다.

송신 신호의 복소 등가 저역 통과 전송되는 신호는 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{M_t}(t) = \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} W_{M_t,k}^t S_{M_t,k}(i) p(t - iT_s) \quad (16)$$

$$\exp(j2\pi f_k(t - iT_s))$$

$$T_s = t_s + T_g$$

$$p(t) = \begin{cases} 1, & |t| < \frac{T_s}{2} \\ 0, & o.w. \end{cases}$$

여기서 MC-CDMA 심볼 구간은  $T_s = t_s + T_g$  이며,  $N_c$  는 부반송파의 개수를,  $f_k$  는  $k$  번째 부반송파의 주파수를 나타낸다. SVD를 통한 채널 병렬화를 위하여 필요한 채널 정보는 수신단에서 채널정보를 피드백 받아서 사용한다. SVD된 송신 데이터 심볼은 식 (17)과 같이 나타낸다.

$$W_{M_t,k}^t S_{M_t,k}(i) = \begin{bmatrix} w_{11} & \dots & w_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{M_t1} & \dots & w_{M_tM_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{M_t} \end{bmatrix} \quad (17)$$

동시에 전송할 수 있는 송신하는 데이터 심볼의 수는 수신 안테나의 개수와 같다. 따라서 제안 시스템의 송신 데이터 심볼  $s_1$  에 데이터를 입력하고 나머지 행렬에는 데이터 입력이 이루어지지 않는다. 따라서  $m$  번째 송신 안테나의 심볼은 식 (18)과 같이 표현된다.

$$\widetilde{S}_{m,k} = w_{m1} s_1 \quad (18)$$

위와 같이 송신 신호는  $M_t$  개의 송신 안테나를 통하여 전송된다.

## 2. MC-CDMA 시스템 수신단

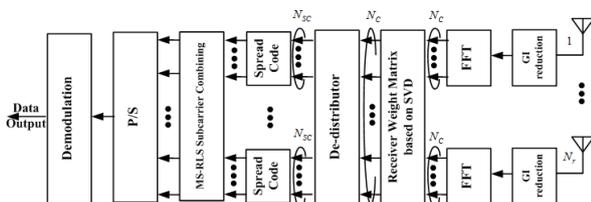


그림 4. MC-CDMA 수신단 블록도

그림 4.는 MC-CDMA 수신단을 보여준다.

수신 안테나를 통하여 수신된 신호는 식(19)와 같으며 수신단 가중치 행렬  $W_{svd}^T$  을 곱한 수신 신호는 식 (14)와 같이 표현된다.

$$r_n(t) = \sum_{m=0}^{M_t-1} h_{n,m} S_m(t) + n_n(t) \quad (19)$$

$m$  은  $m$  번째 송신안테나를 나타내는 값이며,  $n_n(t)$  는  $n$  번째 수신 안테나를 통하여 수신되는 AWGN 잡음을 나타낸다.

수신된 신호의 검출을 위하여 GI 구간을 제거한 후 고속 푸리에 변환을 거쳐 각 부반송파 신호로 변환되고 재분배기를 거친 후 수신단 가중치 행렬  $W_{svd}^T$  을 곱하여 SVD 디코딩 과정을 거친다. 디코딩 과정을 거친 부반송파 신호는 확산 코드를 이용하여 역확산을 수행한다. 역확산된 신호는 결합기를 통하여 합쳐지고, MS-RLS 채널 추정 기법을 통하여 부반송파의 채널정보를 확인하여 수신신호를 보상해준다. 이러한 신호는 QPSK Demodulation을 통하여 검출된다.

본 논문에서는 MS-RLS 기법을 이용하여 채널 추정하였다. MS-RLS 기법은 기존 RLS 기법이 참조 신호를 많이 필요로 하여 발생하는 전송 용량의 손실을 줄일 수 있으며, 보다 적은 참조 신호, 즉 적은 수의 파일럿 심볼을 사용하여 기존 RLS 기법과 비교하여 전송용량을 증가시킬 수 있으며, 적절한 성능을 만족시킬 수 있는 기법이다[9].

그림 5.는 MS-RLS 알고리즘을 나타낸 것이다. 첫 번째 스테이지는 기존 RLS 기법의 절차를 수행한다. 기존 RLS 기법은 참조 신호와 출력 신호의 차이에서 발생하는 오류를 반복 수행을 통하여 오류값을 최소화하는 기법이다. 이러한 오류는 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_k(j) = y_k(j) - G_k^*(j) X_k(j) \quad (20)$$

$j$  는 반복 횟수값을 나타내며,  $y$  는  $m$  번째 부반송파의 참조신호를 나타내고  $G_k(j)$  는 RLS 가중치를 나타낸다.  $j+1$  번째 반복 수행 차수의 가중치  $G_k(j+1)$  은 식 (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_k(j+1) = G_k(j) + \Omega R_k^{-1}(j) X_k(j+1) e_k^* \quad (21)$$

$$\Omega = \frac{1}{\beta + X_k^*(j+1) R_k^{-1}(j) X_k(j+1)} \quad (22)$$

$$R_k^{-1}(j) = \frac{1}{\beta} R_k^{-1}(j-1) - \frac{R_k^{-1}(j-1) X_k(j) X_k^*(j) R_k^{-1}(j-1)}{\beta^2 + \beta X_k^*(j) R_k^{-1}(j-1) X_k(j)} \quad (23)$$

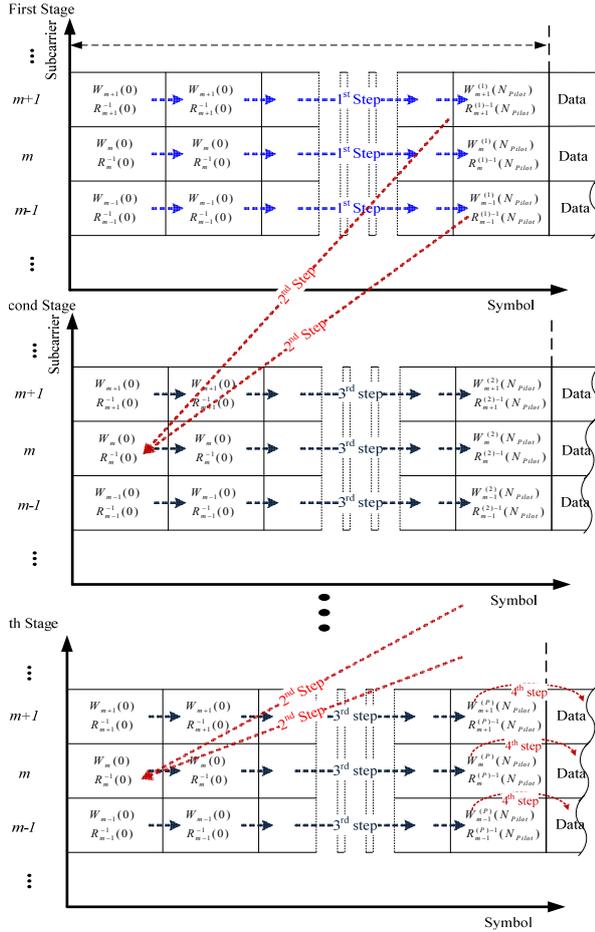


그림 5. MS-RLS 알고리즘

$R_k$ 는 수신 신호의  $N_{sc} \times N_{sc}$  상관행렬을 나타내며,  $\beta$ 는 forgetting factor를 나타낸다. 기존의 RLS 추정기법은 파일럿 심볼의 개수만큼 반복하여 수행한다. 이러한 방법은 앞에서 언급한 것과 같이 많은 수의 참조신호가 필요하여 증가하는 파일럿의 개수만큼 전송 용량은 감소하게 된다. 이러한 문제점을 개선하기 위하여 MS-RLS 기법은 인접한 두 개의 부반송파 가중치를 이용하여 두 가중치의 평균값을 계산하여 중간에 위치한 부반송파의 가중치로 사용한다. 여기서 사용하는 재사용되는 가중치는 식 (24)으로 나타내지며 상관행렬은 식 (25)와 같이 인접 부반송파 값의 평균값을 사용한다[9].

$$G_k^{(2)}(0) = \frac{G_{k+1}^{(2)}(N_p) + G_{k-1}^{(2)}(N_p)}{2} \quad (24)$$

$$R_k^{(2)-1}(0) = \frac{R_{k+1}^{(1)-1}(N_p) + R_{k-1}^{(1)-1}(N_p)}{2} \quad (25)$$

두 번째 스테이지에서는 식 (24)와 식 (25)의 값을 이용하여 새로운 가중치를 생성하고 그것을 첫 번째 파일럿, 즉 참조신호에 적용하여 RLS를 반복 수행할 수 있다. 위의 수행과정을 반복하여 스테이지의 수를 증가시키며 반복 수행하여 최종 가중치를 연산하고 MMSE 부반송파 결합을 통하여 수신 신호를 검출한다.

#### IV. 모의실험 파라미터 및 결과

제안 시스템을 효과적으로 평가하기 위하여, 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 이 실험은 단일 셀 내에서의 성능을 평가하였으며, 표 1에서 실험에서 사용된 파라미터들을 정리하여 나타내고 있다. 부반송파의 수는 128개를 사용하였으며, 확산코드는 Walsh-Hadamard 코드를 확산코드의 길이는 16을 사용하였다. 변조방식은 QPSK방식을 사용하였으며, 보호구간 GI는 심볼 구간의 25%를 사용하였다. 채널은 다중 경로 페이딩인 Rayleigh 페이딩을 고려하였으며, 18개의 다중경로 성분을 고려하였다. 송신안테나의 수는 4개를 사용하였으며, 수신안테나는 1개로 구성된 시스템을 설계하였다.

표 1. 모의실험 파라미터

Number of Subcarriers	128
IFFT size	128
Guard Interval	0.25 (25% compared to symbol duration)
Number of Transmit Antennas	4
Number of Receive Antennas	1
Number of user	4
Number of pilot symbols	4, 32
Number of data symbols	64
Symbol rate	156.25KHz
Modulation type	QPSK
Length of Spreading Code	16
Forgetting factor( $\beta$ )	0.8
Channel model	18-path Raleigh fading channel
Spreading code	Walsh-Hadamard code

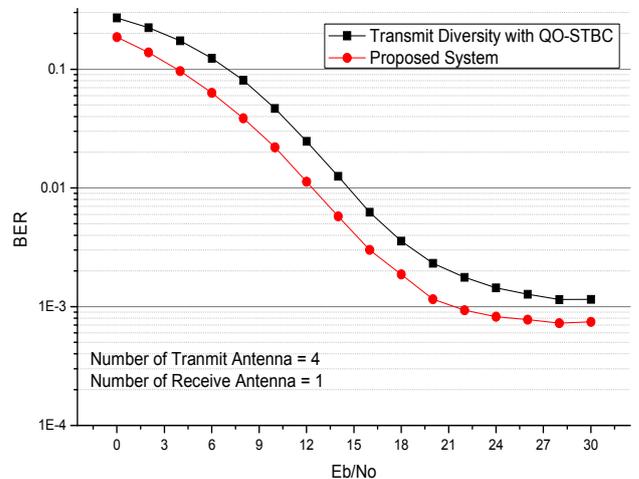


그림 6. QO-STBC 코드를 적용한 송신 다이버시티 시스템과 제안시스템의 BER 성능 비교

그림 6.은 4명의 사용자가 송신 다이버시티 기법과 SVD 기법을 사용할 때의 BER 성능을 보여준다. 부반송과 결합 기법은 MRC(Maximum Ratio Conbiing) 기법을 적용하여 성능을 비교하였다. QO-STBC 코드의 직교성으로 인하여 다른 안테나로부터 들어오는 간섭성분 ( $\gamma$ )을 효과적으로 제거하지 못하는 것을 확인할 수 있다. 제안시스템은 송수신 안테나 채널을 SVD를 적용하여 병렬 채널화를 통해 다른 안테나로부터 들어오는 간섭을 효과적으로 제거하여 보다 좋은 성능을 보여준다.

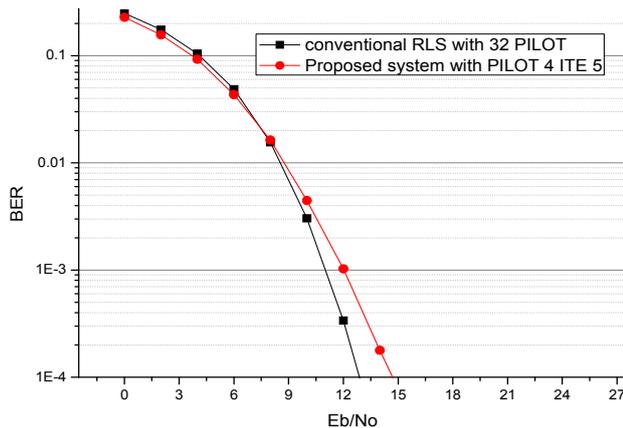


그림 7. 기존 RLS와 MS-RLS(5 Iteration) 시스템 성능 비교

그림 7.은 32개의 파일럿 심볼을 사용하는 기존 RLS 시스템과 5개의 멀티 스테이지로 구성된 MS-RLS 시스템의 성능을 비교한 것이다. 기존 32개의 파일럿을 사용하여 RLS 채널 추정을 통하여 부반송과 결합을 수행하는 방식이 가장 좋은 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

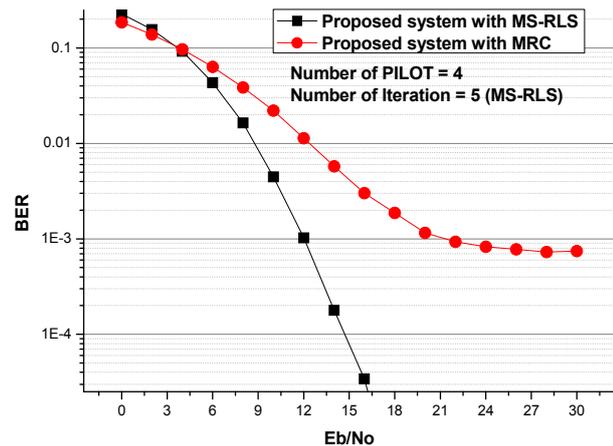


그림 8. MRC 와 MS-RLS 기법의 BER 성능 비교

그림 8.은 제안 시스템에 MRC 기법을 적용한 신호 검출 기법과 RLS 부반송과 결합 기법을 적용한 신호 검출 기법의 성능을 비교하였다. 주파수 선택적 특성으로 인하여 채널은 통과한 심볼은 페이딩의 영향을 겪게 되는데 이때 페이딩의 영향으로 직교성이 붕괴되어 ICI가 발생되며 BER 성능이 감소한다. RLS 부반송과 결합 기법을 통하여 붕괴된

직교성을 보다 정확하게 보상할 수 있으며, 이러한 부반송과의 직교성 보상은 확산코드를 사용하여 주파수 축으로 확산하는 MC-CDMA의 경우 코드 간 직교성을 보상해주어 보다 정확한 신호 검출이 가능하여 보다 좋은 성능을 보이는 것을 확인하였다.

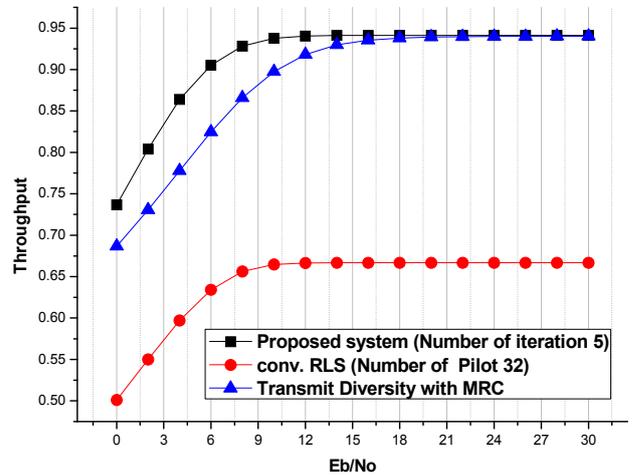


그림 9. 기존 시스템과 제안시스템의 Throughput 성능 비교

그림 9.는 32개의 파일럿 심볼을 사용한 기존의 RLS 기법과 MS-RLS를 적용한 시스템의 전송용량을 분석한 것이다. 여기서 Throughput은 파일럿 심볼을 포함하는 총 심볼 길이와 파일럿을 제외한 사용자의 정보를 담고 있는 심볼 길이의 비율을 의미한다. 기존 RLS를 적용한 시스템은 요구되어지는 파일럿 심볼의 증가로 인하여 전송용량이 현저하게 감소하는 것을 확인할 수 있다. MS-RLS 기법을 적용함으로써 4개의 파일럿 심볼만을 할당하여 전송효율을 높일 수 있다.

제안시스템은 MIMO 채널을 병렬 채널화 기법인 SVD를 통하여 다른 안테나들로부터 들어오는 간섭을 제거할 수 있다. 다중 경로 페이딩에 의해 발생하는 ISI와 ICI의 영향으로 부반송과의 직교성이 훼손되고 코드 간 직교성이 훼손되는 문제점을 보다 효율적으로 보상할 수 있는 부반송과 결합 기법을 통하여 성능을 향상시킬 수 있다. 또한 전송용량을 감소시키는 기존 부반송과 결합 기법을 개선하여 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는 SVD를 적용한 MC-CDMA 시스템을 제안한다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 다중 안테나 환경에서 채널 병렬화를 통한 간섭 개선과 부반송과 결합 보상을 통한 성능 향상에 대하여 살펴보았다. 제안 시스템은 QO-STBC 코드를 적용한 송신 다이버시티 시스템보다 효과적으로 다른 안테나로부터 들어오는 간섭을 감소시키고 개선된 BER 성능을 보여준다. 또한 MS-RLS 채널 추정 기법을 통하여 다중 경로 페이딩으로 인하여 왜곡을 보상하여 기존 시스템

과 비슷한 수준의 성능을 달성할 수 있음을 확인했으며, 적절한 성능을 만족하면서 기존 시스템보다 높은 전송용량을 유지함을 확인하였다.

**참 고 문 헌**

[1] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, and Johan Skold, 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, Academic Press, UK, 2011.

[2] Shinsuke Hara, and Ramjee Pasad, Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communication, Artech House, 2003.

[3] G. J. Foschini, "Layerd Space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Bell Lab. Technical Journal, Vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Aug. 1996.

[4] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space time communication architecture," Electron. Letter. Vol. 35, no. 1, pp. 14-16, Jan. 1999.

[5] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communicatoins," IEEE Journal Select. Areas in Communications, Col. 16, no. 8, pp.1451-1458, Oct. 1998.

[6] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.

[7] H. Jafarkhani, Space-Time Coding: Theory and Practice, Cambridge University Press, New York, 2005.

[8] Y. Karasawa, "MIMO Propagation Channel Modeling," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, no. 5, pp. 1829-1842, May. 2005.

[9] T. Fujii, Y. Kamiya, Y. Suzuki, "Multistage RLS Subcarrier-Combining Method for Uplink Quasi-Synchronous MC-CDMA," IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 56, no. 6, pp. 3739-3748, Nov. 2007

**저 자**

차 동 호 (Dong-ho Cha) 정회원



2009년 2월 : 경희대학교  
전파통신공학과 졸업  
2011년 2월 : 경희대학교  
전자전파공학과 석사  
2011년 3월~현재 : 경희대학교  
전자전파공학과 박사과정

<관심분야> 차세대이동통신, MIMO, MC-CDMA, LED-ID.

이 규 진 (Kyu-jin Lee) 정회원



2005년 2월 : 경희대학교  
전자공학과 졸업  
2007년 2월 : 경희대학교  
전자전파공학과 석사  
2011년 2월 : 경희대학교  
전자전파공학과 박사

2011년 3월~현재 : 경희대학교 전자전파공학과 학술연구교수

<관심분야> 차세대이동통신, MC-CDMA, Resource Allocation, Mesh Network, LED-ID.

황 선 하 (Sun-ha Hwang) 정회원



1988년 2월 : 홍익공업대학  
기계공학과 졸업  
1990년 2월 : 서울산업대학교  
기계설계과 졸업  
2009년 8월 : 성균관대학교  
철도안전공학과 석사

2003년 3월~현재 : STS반도체통신(주) 연구소

<관심분야> 차세대이동통신, IT융복합기술, LED-ID.

이 계 산 (Kye-san Lee) 정회원



1996년 2월 : 경희대학교  
전자공학과 졸업  
1999년 2월 : 케이오대학교  
전자공학과 석사  
2002년 2월 : 케이오대학교  
무선통신공학 박사

2003년 3월~현재 : 경희대학교 전자전파공학과 교수

<관심분야> OFDM, MC-CDMA, MIMO, LED-ID.