DBpia

STBC-OFDM 시스템에서 빔형성 기법의 성능평가

정회원 이 상 문*, 최 형 진**

Performance Evaluation of Beamformer for STBC-OFDM Systems

Sang Mun Lee*, Hyung Jin Choi** *Regular Members*

요 약

최근 무선통신 시스템에서 고속 데이타의 전송 및 스펙트럼의 효율을 개선하기 위한 방법으로 시공간부호와 OFDM을 결합한 시스템에 대한 연구가 활발하다. 또한 다중사용자 시스템에서 시스템 용량을 개선하기 위한 해법으로 적응형 안테나가 고려되고 있다. STBC를 이용하는 시스템의 수신기에서 한 사용자의 두 개의 안테나로부터 전송되는 신호는 서로 중첩되어 사용자의 송신 안테나간에도 서로 간섭을 일으키게 된다. 따라서 기존의 하나의 송신 안테나를 이용하는 경우에 대한 빔형성 기법을 그대로 적용하기 어렵다.

본 논문에서는 역방향 링크에서 시공간 부호화와 OFDM을 결합한 STBC-OFDM에서 훈련열을 이용한 MMSE 빔형성 기법에 대해 살펴보고, 그 성능을 TU 채널과 HT채널에 대해 다양한 파라미터를 이용하여 평가하고, angle spread의 효과도 분석한다.

Key Words : beamforming, adaptive antenna, MMSE, OFDM, space-time block code

ABSTRACT

Recently, in order to improve high speed data transmission and spectral efficiency in wireless communication systems, the study on the combination OFDM and space-time coding is active. Also, a solution to improve system capacity in multiuser systems is to use adaptive antennas. In a system using STBC, the signals transmitted from two transmit antennas are superposed at the receive antenna and the interference between two transmit antennas of a user occures. Thus it is difficult to apply the conventional beamforming techniques for single antenna to the systems using space-time coding.

In this paper, we present the MMSE beamforming technique using training sequence for STBC-OFDM systems in reverse link and evaluate the performance by using various parameters in TU and HT channels.

I. 서 론

최근 무선 채널에 대해 고속 멀티미디어 데이터 서비스를 제공하기 위한 목적으로 무선통신 시스템의 신호 품질과 스펙트럼 효율을 개선하기 위한 송수신기의 요소 기술로서 부호화 기법, 변조방식, 신호처리 기술 등의 개발이 활발하다[1-2].

무선통신 시스템의 시스템 용량은 다중 송수신 안테나를 이용함으로서 상당히 증가시킬 수 있다. 이를 위한 대표적인 기법중의 하나가 시공간 부호화(STC : space-time coding) 기법이다. 시공간 부호는 수신기에서 완전한 다이버시티 효과와 대역폭의 희생 없이 부호이득을 제공하기 위하여 다른 안테나로부터 전송되어진 신호들에 대해 시간과 공간적으로 상관관계를 도입하는 기법이다. 시공간 부호는 크게 STTC (space-time trellis code)[3]와

* 문경대학 정보통신계열 ** 성균관대학교 정보통신공학부
논문번호 : 030549-1211, 접수일자 : 2003년 12월 11일
※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(과제번호: R01-2000-00279)지원으로 수행되었습니다.

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

STBC(space-time block code)[4]로 분류되는데, 일반적으로 STBC는 수신기에서 간단한 선형처리 처리를 통해 복호가 되는데 비해 STTC는 비터비(Viterbi) 알고리즘을 이용하는 것으로 상태 수가 증가할 수록 복잡도가 증가한다.

변조방식으로는 OFDM 방식이 주 관심의 대상이 되고 있는 추세이다. OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)은 다중경로에 의한 심볼간 간섭에 강하기 때문에 고속 데이타 전송에 적합한 방식으로 최근에 여러 시스템에 적용되고 있는 편이다. 따라서 시스템 효율을 개선할 목적으로 STC를 이용한 송신 다이버시티 기법과 다중경로 페이딩에 강한 OFDM방식을 결합한 시스템에 대해 많은 연구가 되어 왔다[5-7].

이와 더불어 시스템 효율을 극대화하기 위해서는 동일채널간 간섭 문제는 여전히 해결해야 할 부분이라고 할 수 있다. 동일채널 간섭을 극복하고 시스템 용량을 증가시키기 위한 방법으로 적응형 안테나를 이용하는 것이다. 그 동안 무선통신 시스템에서 적응형 안테나에 대한 연구가 많이 이루어졌고, 최근에는 OFDM 시스템에 대한 적응형 안테나를 적용한 연구가 진행되고 있다[8-11]. 그러나 현재까지 시공간 부호를 이용한 OFDM 시스템에서 빔형성 기법의 연구는 주로 순방향링크 즉, 송신 빔형성(transmit beamforming)에 대해 많이 이루어졌으며[12-16], 역방향 링크상에서는 연구가 미흡한 편이다. 일반적으로 여러 개의 송신 안테나를 이용하는 경우는 하나의 송신 안테나를 이용하는 경우와는 다르게 동일한 사용자의 송신 안테나간에도 서로 간섭을 일으키게 된다. 이러한 경우 기존의 하나의 송신 안테나에 적용되는 일반적인 빔형성 방법으로는 이러한 문제를 해결하기 어렵게 된다. 최근에 역방향 링크에서 STTC를 이용한 OFDM 시스템에서 동일채널 간섭을 제거하기 위한 MVDR(minimum variance distortion response)빔형성 기법을 제시하였다[17]. MVDR 알고리즘은 사용자와 간섭자의 다중경로 성분들의 DOA(direction of arrivals)를 요구한다. 그러나 다중경로 성분들이 풍부한 환경에서는 DOA를 이용한 빔형성 기법은 제약을 받게 된다[12].

본 논문에서는 시공간 부호중 복호가 간단한 STBC와 OFDM방식을 결합한 STBC-OFDM 시스템에서 간섭을 제거를 위한 빔형성 기법에 대해 연구하고자 한다. 빔형성 알고리즘으로 MMSE(minimum mean square error)알고리즘을 이용하여 실제적인 채널인 TU(typical urban), HT(hilly terrain)채널에 대해 그 성능을 분석하고, 다양한 파라미터를 이용하여 그 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 STBC-OFDM 시스템의 구조를 기술하고, 3절에서는 빔형성 기법에 대해 기술하며, 4절에서는 STBC-OFDM 시스템에서 빔형성 기법의 성능을 TU, HT 채널에 대해 다양한 파라미터를 고려하여 시뮬레이션을 통해 분석하고, 마지막으로 5절에서 결론을 맺는다.

Ⅱ. 시스템 모델

시공간 부호(space-time coding)를 이용하는 OFDM 시스템을 사용자와 간섭자가 존재하는 경우에 대해 그림 1에 나타내었다. 여기서 각 사용자의 송신 안테나의 수는 모두 2이고, 사용자와 간섭자의 동일한 송신기의 구조를 가지며, 수신 안테나는 빔형성을 위한 N_R개의 균일한 간격의 선형 배열 안테나(uniformly spaced linear array antenna)를 가진다고 가정하였다.

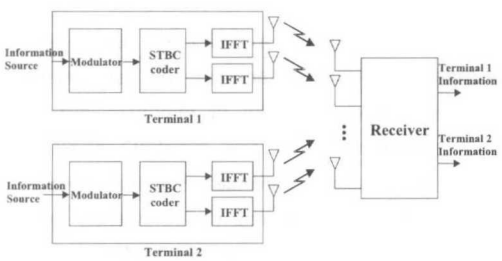

그림 1. STBC-OFDM 시스템의 구성도

먼저 입력되는 이진 데이터 블록은 변조된 후 시공간 부호화기에 의해 두 개의 다른 신호로 부호화되고, 이들 신호들은 IFFT(inverse fast fourier transform)에 의해 각각의 OFDM 블록들을 형성한다. 이들 OFDM 신호들은 2개의 송신 안테나를 통해 각각 전송된다. 임의의 심볼 주기동안에서 i번째 안테나로부터 전송되는 사용자와 간섭자의 OFDM 신호는 다음과 같이 각각 표현된다.

$$x_i^U[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i^U[k] W_N^{-nk}, \quad i = 1, 2 \qquad (1)$$

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

$$x_i^I[n]=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1}X_i^I[k]\,W_N^{-nk},\quad i=1,2 \tag{2}$$

여기서 N은 부반송파(subcarrier)의 수를 의미한다. 그리고 $X_i[k]$와 $x_i[n]$은 각각 k 번째 부반송파에서 부호화된 심볼과 n 번째 순간에서 시간 영역의 샘플 값을 의미하고, 첨자 U 와 I 는 사용자와 간섭자를 의미한다. 그리고 $W_N=\exp(-j(2\pi/N))$ 이다.

j 번째 수신 안테나에서 수신되는 신호는 사용자의 두 개의 송신 안테나로부터 전송되어진 신호와 간섭자의 송신 안테나들로부터 전송되는 신호들의 중첩이 된다. 다중경로 채널의 가장 큰 지연 확산보다 더 긴 cycle prefix를 가지고, 원하는 사용자와 동일 채널 간섭자의 채널특성이 서로 독립적이면서 하나의 프레임동안에 채널특성을 가진다고 가정하면, FFT 출력은 다음과 같이 표현될 수 있다[12].

$$Y_j[k]=\sum_{i=1}^{2}H_{ij}^{U}[k]X_i^{U}[k]+\sum_{i=1}^{2}H_{ij}^{I}[k]X_i^{I}[k]+W_j[k],\quad k=0,1,\cdots,N-1 \tag{3}$$

여기서 $H_{ij}[k]$은 k 번째 부반송파에 대한 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 배열 안테나 사이의 다중경로 채널의 채널 주파수 응답을 나타내며, 첨자 U와 I는 사용자와 간섭자를 의미한다. 또한 $W_j[k]$은 평균이 0이고 분산이 σ_W^2 인 AWGN의 FFT출력을 의미한다. 하나의 송신 안테나와 배열안테나 사이의 다중경로 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다[12].

$$h(t,\tau)=\sum_{l=1}^{L}\rho_l(t)\exp[j\beta_l(t)]\,\mathbf{a}\,[\theta_l(t)]\delta[t-\tau_l(t)] \tag{4}$$

여기서 $\rho_l(t)$는 다중경로 성분의 진폭특성으로 레일리 분포를 가지며, $\beta_l(t)$는 다중경로 성분의 위상특성으로 균일 분포를 따르며, $\delta[t-\tau_l(t)]$는 다중경로 성분들간의 시간 지연을 의미한다. 그리고 $\mathbf{a}[\theta_l(t)]$는 배열 안테나 응답 벡터로서 신호의 도달각 θ_l 의 함수로서 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{a}(\theta_l)=\left[1\ \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_l\right)\cdots\ \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}(N_R-1)d\sin\theta_l\right)\right]^T \tag{5}$$

여기서 θ_l 은 $\theta_i-\frac{\Delta}{2}\le\theta_l\le\theta_i+\frac{\Delta}{2}$ 범위 내에서 균일한 분포를 가지며, Δ는 angle spread를 의미한다. FFT 출력신호는 빔형성을 거쳐 시공간 복호화기에 의해 복호된다.

Ⅲ. 빔형성 기법

3.1 빔형성을 위한 OFDM 프레임 구조

일반적으로 빔형성을 위해서는 훈련열이 필요하다. 그러나 OFDM 시스템과 같은 경우는 주파수 영역에서 빔형성을 수행하는 것이 일반적이나, 부반송파마다 채널특성이 다를 경우 부반송파마다 빔형성을 적용하여야 한다. 이러한 경우 빔형성을 위한 하드웨어의 복잡도 및 훈련열의 개수가 증가하게 된다. 하드웨어의 복잡도 및 훈련열의 개수를 줄이기 위하여 부반송파를 그룹화하여 클러스터(cluster) 단위로 빔형성을 적용하는 방법이 제안되었다[12]. 본 논문에서는 STBC-OFDM 시스템에서 빔형성 기법의 성능을 분석하기 위하여 문헌[12]의 프레임 구조를 이용하기로 한다.

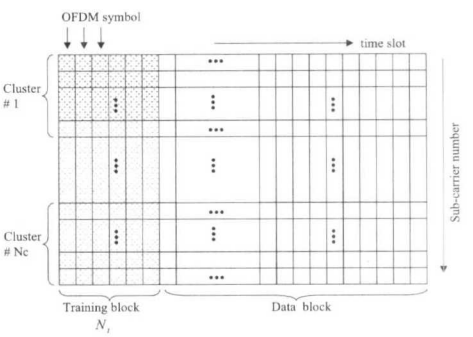

그림 2. OFDM 프레임 구조

그림 2는 빔형성을 위한 훈련열 블록(training block)의 개수를 줄이기 위한 방안으로 OFDM의 부반송파들을 여러 개의 클러스터로 구분한 경우를 보여준다. 실제로 클러스터의 크기는 채널의 지연확산과 매우 관련되어 있다. 따라서 주어진 채널 환경에서 적절한 클러스터의 크기(복잡도의 역관계)는 성능을 고려하여 결정하여야 할 것이다.

3.2 MMSE 빔형성을 위한 비용함수

빔형성을 위한 MMSE 알고리즘은 기본 개념은 식(6)과 같은 비용함수를 최소화하는 계수 $\mathbf{w}$를 구

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

하는 것이 목적이다[18].

$$J = E[|d^*(m) - \mathrm{w}^H \mathrm{Y}(m)|^2] \quad (6)$$

MMSE 알고리즘에서 $d(m)$는 사전에 알려진 훈련열을 의미하는 것이 일반적이나, STBC를 이용하는 경우는 수신기에서 한 사용자의 두 개의 안테나로부터 전송되는 신호가 중첩된다. 따라서 동일한 사용자의 송신 안테나간에도 서로 간섭을 일으키게 된다. 본 논문에서는 STBC의 송신 다이버시티 이득을 얻기 위하여 $d(m)$를 각 송신 안테나로부터 전송된 신호들이 중첩된 것으로 정의한다. 즉,

$$d(m) = \sum_{i=1}^{2} H_{ij}^{U}(m)\, X_i^{Ut}(m) \quad (7)$$

이때 비용함수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$J = E\left[\left|\sum_{i=1}^{2} H_{ij}^{U*}(m)\, X_i^{Ut*}(m) - \mathrm{w}^H \mathrm{Y}(m)\right|^2\right] \quad (8)$$

이 식으로부터 빔형성을 위해 MMSE 알고리즘을 적용하기 위해서는 $H_{ij}^{U}(m)$을 알아야 한다. 따라서 각 안테나에 대응되는 채널 파라미터를 얻기 위한 채널추정이 필수적임을 알 수 있다.

3.3 채널 추정

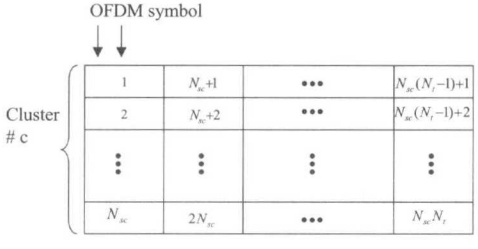

그림 3. 클러스터의 한 예

빔형성을 위한 채널추정을 설명하기 위하여, 편의상 하나의 클러스터에 대해서만 고려하기로 한다. 임의의 c번째 클러스터의 한 예를 그림 3에 나타내었다. 하나의 프레임동안에 채널특성이 일정하다고 가정하면, c번째 클러스터에서 j번째 수신 배열 안테나와 i번째 송신 안테나에 대응되는 사용자의 채널 파라미터는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{H}_{ij}^{Uc} = \frac{1}{N_{sc}N_t} \sum_{m=1}^{N_{sc}N_t} Y_j(m) X_i^{t*}(m), \quad m = 1, 2, \cdots, N_{sc}N_T \quad (9)$$

여기서 N_{sc}는 클러스터내의 부 채널 개수이고, N_t는 훈련열 블록의 개수를 의미한다. 그리고 X_i^t는 i번째 송신 안테나에 대응되는 훈련열의 데이터를 의미한다.

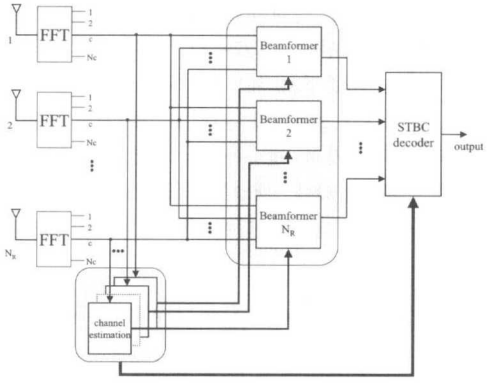

그림 4. 빔형성기의 구조

3.4 STBC-OFDM 시스템에서 빔형성

STBC-OFDM 시스템을 위한 빔형성기의 구조를 그림 4에 보였다. 빔형성을 위한 MMSE 알고리즘은 식(8)의 비용함수로부터 기본적으로 수신신호에 대한 자기 상관행렬과 수신신호와 원하는 신호간의 상호상관행렬을 필요로 한다. 본 절에서는 이들을 구하기 위하여 j번째 빔형성기에 대해 살펴보기로 한다.

j번째 빔형성기에서 수신기의 배열 안테나의 각 FFT의 출력신호는 c번째 클러스터에 대해 다음과 같이 벡터를 형성한다.

$$\mathrm{Y}_j(m) = [\, Y_1^c(m)\ \ Y_2^c(m)\ \cdots Y_{N_R}^c(m)\,]^T, \quad m = 1, 2, \cdots, N_{sc}N_T \quad (10)$$

$\mathrm{Y}_j(m)$에 대한 $(N_R \times N_R)$의 상관행렬(correlation matrix)은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathrm{R} = E[\ \mathrm{Y}_j(m)\ \ \mathrm{Y}_j^H(m)\,] \quad (11)$$

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

그리고 $Y_j(m)$와 원하는 신호 $d(m)$간에 $(N_R \times 1)$의 상호상관벡터(cross-correlation vector)는 다음과 같이 구한다.

$$p = E[\ Y_j(m) d^*(m)] \tag{12}$$

이때 빔형성기의 최적 계수 $w_{opt}^{\ j}$ 를 다음과 같이 구할 수 있다[18].

$$w_{opt}^{\ j} = R^{-1} p \tag{13}$$

훈련열로부터 구해진 식(13)의 빔형성 계수 w^j_{opt} 를 데이터 구간에 적용하면, j번째 빔형성기에서 k번째 부반송파의 출력신호는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$z_j(m) = w_{opt}^{\ j\ H} Y_j(m) \tag{14}$$

만일 빔 형성기에 의해 간섭신호가 완전히 제거되었다고 할 때, 빔 형성기의 출력신호 $z_j(m)$은 잡음 항을 생략하면 다음과 같다.

$$z_j(m) = \sum_{i=1}^{2} \hat{H}_{ij}^{\ U}(m)\, X_i^{U_i}(m) \tag{15}$$

마찬가지로 $(m+1)$번째 부반송파에서의 빔형성기 출력신호 $z_j(m+1)$은 다음과 같다.

$$z_j(m+1) = \sum_{i=1}^{2} \hat{H}_{ij}^{\ U}(m+1)\, X_{ij}^{I}(m+1) \tag{16}$$

프레임내에서의 채널은 일정하다고 가정하였으므로 $\hat{H}_{ij}^{\ U}(m) = \hat{H}_{ij}^{\ U}(m+1)$이다. 최종적으로 결정될 신호는 다음에 의해 검출된다.

$$\hat{X}(m) = \sum_{j=1}^{N_R} \left(z_j(m)\ \ \hat{H}_{1j}^{\ U^*}(m) + z_j^*(m+1)\ \ \hat{H}_{2j}^{\ U^*}(m) \right) \tag{17}$$

$$\hat{X}(m+1) = \sum_{j=1}^{N_R} \left(z_j(m+1)\ \ \hat{H}_{1j}^{\ U^*}(m) - z_j^*(m)\ \ \hat{H}_{2j}^{\ U}(m) \right) \tag{18}$$

이들 식으로부터 송신 및 수신 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 물론 다중경로 성분들의 입사각이 동일하다면 배열 안테나에 의한 수신 다이버시티 이득은 없게 된다.

Ⅳ. 시뮬레이션 결과

STBC-OFDM 시스템에 대한 빔형성 기법의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 평가하였다. 시뮬레이션에서 사용된 채널 모델은 TU 채널, HT 채널을 사용하였다. 각 채널에 대응되는 rms 지연 확산(delay spread)는 각각 1.06 μsec, 5.04 μsec 이다. STBC-OFDM 시스템에서 빔형성의 시뮬레이션을 위한 파라미터는 다음과 같다. 전체 대역폭은 800KHz이고, 이것은 128개의 부반송파로 나누어진다. 따라서 OFDM 심볼 주기는 160 μsec 이고, 부가적인 40 μsec 의 보호구간이 다중경로 채널의 지연 확산에 의한 심볼간 간섭을 제거하기 위해 이용된다. 변조 방식으로 QPSK를 사용했으며, 다중경로 채널 임펄스 응답에 대한 진폭특성은 하나의 프레임동안에는 일정하다고 가정하였다. 또한 각 송신 안테나와 수신 안테나간에 대응되는 채널을 서로 독립적이며, 각 사용자의 두 개의 송신 안테나로부터 전송되는 신호는 배열 안테나에 임의의 angle spread를 가지고 그 중심각이 동일한 방향으로 도달한다고 가정하였다. 훈련열 블록의 개수, 클러스터내의 부반송파 개수, angle spread등을 고려하여 성능을 분석하였다.

시뮬레이션 결과에서 별도로 언급이 없는 한 SIR=0dB, 사용자의 입사각은 0도 방향, 간섭자의 입사각은 40도, 그리고 angle spread는 10도로 고려하였다.

그림 5와 그림 6은 훈련열 블록의 개수에 따른 BER 성능을 TU 채널에서 클러스터내의 부반송파의 개수가 2와 4인 경우에 대해 각각 나타낸 것이다. 전체적으로 훈련열 블록의 개수가 증가할수록 성능이 개선되나, 훈련열 블록의 개수가 30이상이면 더 이상 개선되지 않음을 볼 수 있다. 그리고 클러스터내의 부반송파 수가 2인 경우가 4인 경우보다 더 좋은 성능을 가짐을 볼 수 있다. 이러한 현상은 동일 클러스터내에서는 같은 채널 추정값 및 빔형성 계수를 이용하므로 클러스터내의 부반송파 수가 증가할수록 채널 추정 에러 및 빔형성 계수의 에러가 증가하기 때문이다.

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

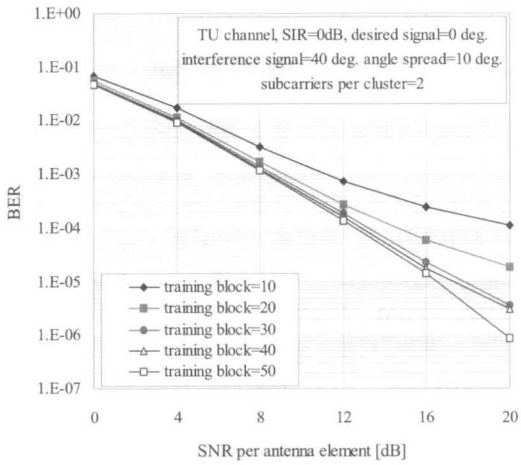

그림 5. 훈련열 블록의 개수에 따른 BER 성능
(TU채널, 클러스터내의 부반송파의 수= 2)

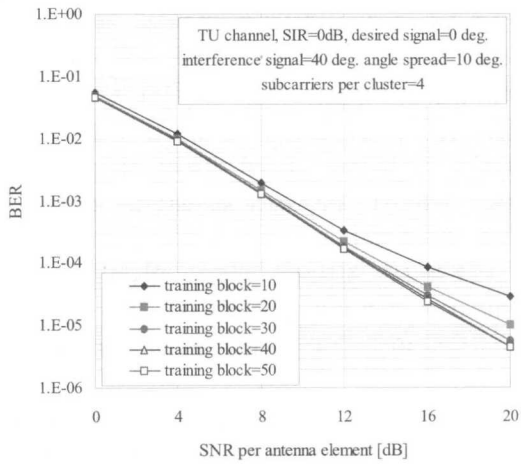

그림 6. 훈련열 블록의 개수에 따른 BER 성능
(TU채널, 클러스터내의 부반송파의 수= 4)

그림 7과 그림 8은 훈련열 블록의 개수에 따른 BER 성능을 HT 채널에서 클러스터내의 부반송파의 개수가 2와 4인 경우에 대해 각각 나타낸 것이다. 전체적으로 훈련열 블록의 개수가 증가할수록 성능이 개선되나, 훈련열 블록의 개수가 30이상이면 더 이상 개선되지 않음을 볼 수 있다. 이러한 현상은 TU채널과 동일한 결과에 의한 것이고, HT채널은 TU 채널보다 성능이 떨어지는 것을 볼 수 있는데, 이것은 HT채널이 TU채널보다 주파수 응답이 더 급속히 변화하여 성능이 더 열화되기 때문이다.

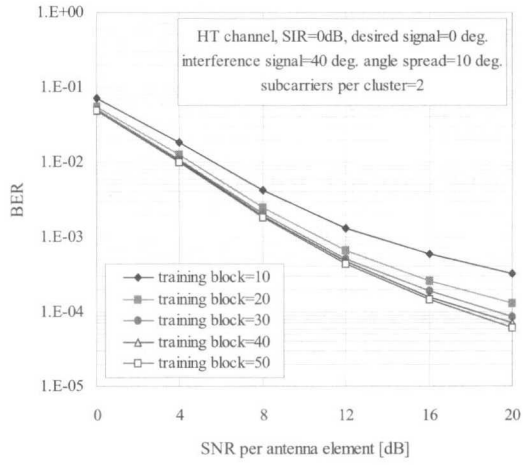

그림 7. 훈련열 블록의 개수에 따른 BER 성능
(HT채널, 클러스터내의 부반송파의 수=2)

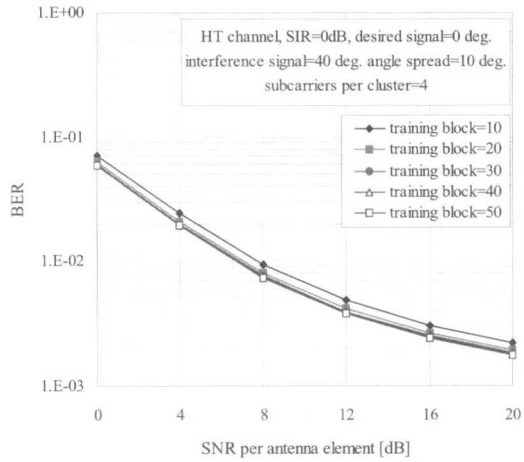

그림 8. 훈련열 블록의 개수에 따른 BER 성능
(HT채널, 클러스터내의 부반송파의 수= 4)

그림 9와 그림 10은 클러스터내의 부반송파 개수에 따른 BER 성능을 TU 채널에서 훈련열 블록의 개수가 20와 30인 경우에 대해 각각 나타낸 것이다. 클러스터내의 부반송파 수가 증가할수록 성능이 매우 열화됨을 보여준다. 훈련열 블록의 개수가 고정되었을 때 클러스터내의 부반송파 수가 적을수록 성능이 향상된다. 그러나 이러한 경우 빔형성의 복잡도는 증가하게 된다.

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

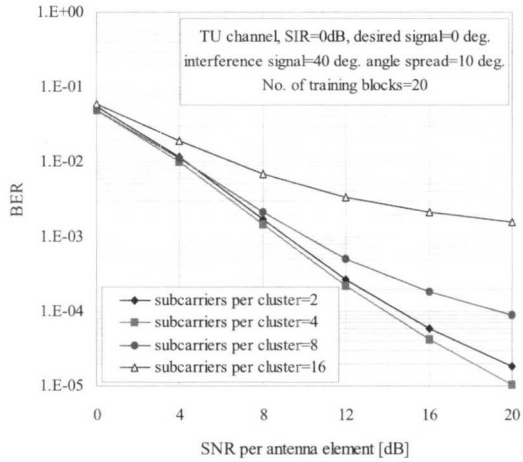

그림 9. 클러스터내의 부반송파 개수에 따른 BER 성능
(TU 채널, 훈련열 블록의 개수=20)

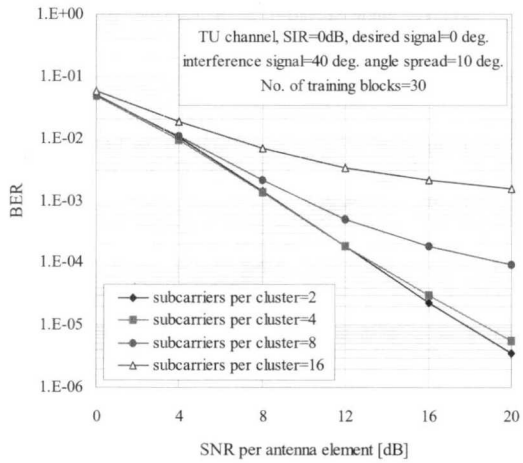

그림 10. 클러스터내의 부반송파 개수에 따른 BER 성능
(TU 채널, 훈련열 블록의 개수=30)

그림 11과 그림 12는 클러스터내의 부반송파 개수에 따른 BER 성능을 HT 채널에 대해 훈련열 블록의 개수가 20와 30인 경우에 대해 각각 나타낸 것이다. 전체적인 경향은 TU 채널과 동일한데, 성능은 TU채널에 비해 현저히 떨어진다. 이것은 앞서 언급한 바와 같이 일반적으로 HT 채널이 TU채널보다 주파수 응답이 더 급속히 변하기 때문이다.

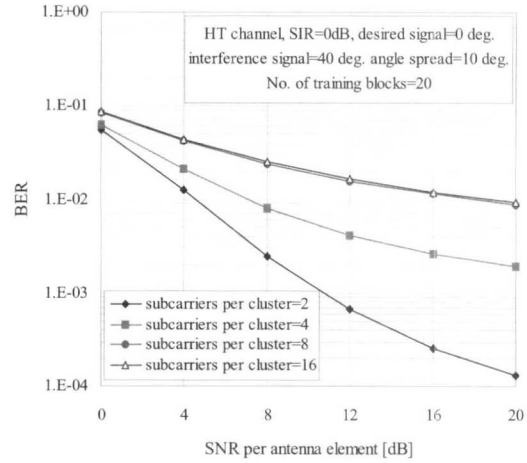

그림 11. 클러스터내의 부반송파 개수에 따른 BER 성능
(HT 채널, 훈련열 블록의 개수=20)

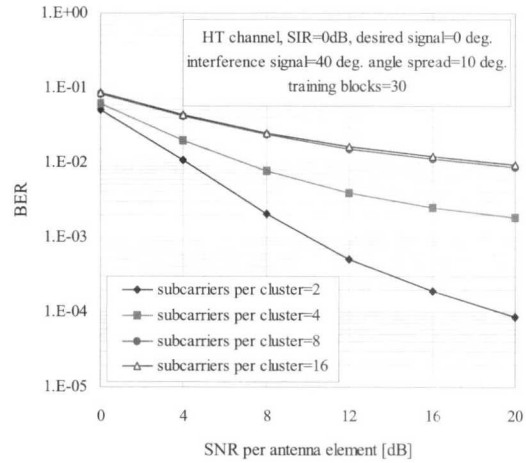

그림 12. 클러스터내의 부반송파 개수에 따른 BER 성능
(HT채널, 훈련열 블록의 개수=30)

그림 13은 SIR에 따른 BER 성능을 TU 채널에 대해 나타낸 것이다. 여기서 SIR=0dB, 훈련열 블록의 개수는 20이고, 클러스터 내의 부반송파의 개수는 4로 하였고, 사용자의 입사각은 0도 방향, 간섭자의 입사각은 40도, 그리고 angle spread는 10도로 설정하였다. SIR이 증가할수록 성능이 개선되며, SIR이 5dB이상이면 거의 동일한 성능을 가짐을 보여준다. 이로부터 SIR=10dB 이상이면 거의 완벽히 간섭을 제거한다고 할 수 있다.

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

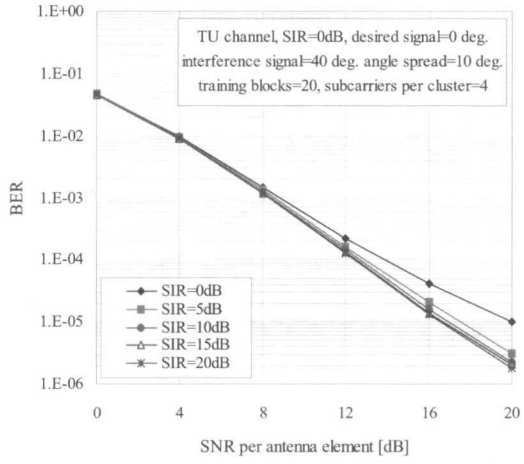

그림 13. SIR에 따른 BER 성능(TU 채널)

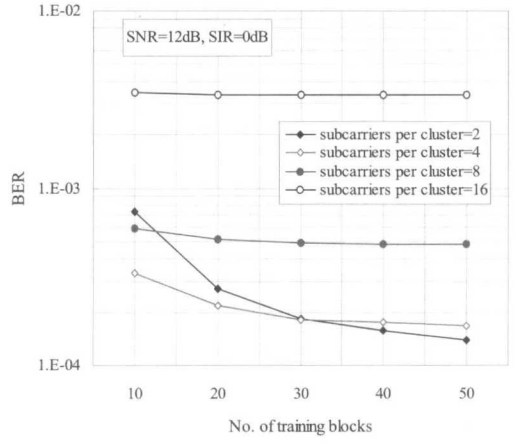

그림 14. 훈련열 블록의 개수와 클러스터 개수와의 관계

그림 14는 훈련열 블록의 개수와 클러스터 개수와의 관계를 나타낸 것이다. 여기서 고려된 파라미터는 TU채널하에서 SIR=0dB, SNR=12dB, 훈련열 블록의 개수는 20이고, 사용자의 입사각은 0도 방향, 간섭자의 입사각은 40도, 그리고 angle spread는 10도로 설정하였다. 훈련열 블록의 개수가 적을수록 클러스터내의 부반송파 수가 4인 경우가 가장 성능이 좋고, 훈련열 블록의 개수가 많을수록 클러스터내의 부반송파 수가 2인 경우가 가장 성능이 좋음을 보여준다. 훈련열 블록의 개수가 증가하면 프레임내의 전송효율이 떨어지고, 클러스터내의 부반송파 수가 적을수록 빔형성기의 복잡도는 증가하게 된다. 따라서 이를 고려하면 적절한 경우는 클러스터내의 부반송파 수가 4인 경우라고 할 수 있다.

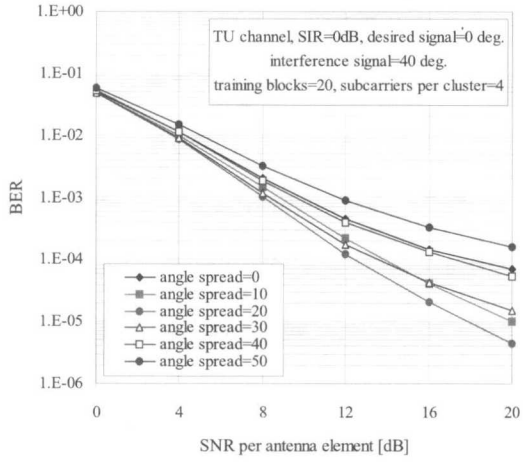

그림 15. angle spread의 효과(간섭자의 입사각=40도)

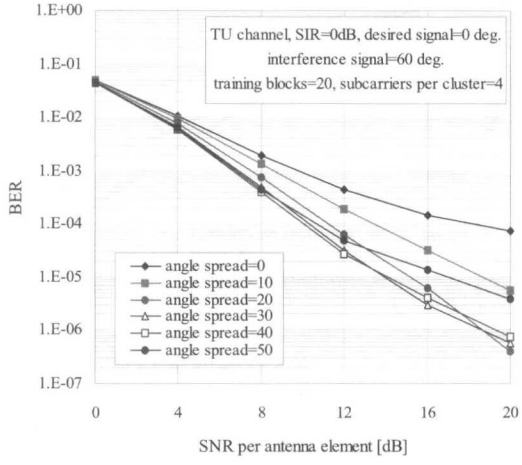

그림 16. angle spread의 효과(간섭자의 입사각=60도)

그림 15와 그림 16은 angle spread의 효과를 간섭자의 입사각이 40도와 60도인 경우를 각각 나타낸 것으로, TU채널하에서 SIR=0dB, 훈련열 블록의 개수는 20이고, 클러스터내의 부반송파 수는 4로 하였으며, 사용자의 입사각은 0도 방향으로 설정하였다. 전반적으로 angle spread가 증가할수록 성능이 개선된다. 그러나 주어진 원하는 사용자와 간섭자 사이의 간격에 접근할수록 성능은 떨어진다. 실제로

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

angle spread가 사용자와 간섭자의 간격에 접근할수록 사용자와 간섭자는 더 가까이 있는 경우가 발생하므로 간섭정도가 심하여 성능이 떨어진다.

V. 결 론

일반적으로 다중 송신 안테나를 이용하는 경우는 하나의 송신 안테나를 이용하는 경우와는 다르게 동일한 사용자의 송신 안테나간에도 서로 간섭을 일으키게 된다. 이러한 경우 기존의 하나의 송신 안테나에 적용되는 일반적인 빔형성 방법으로는 이러한 문제를 해결하기 어렵게 된다.

본 논문에서는 시공간 부호중 복호가 간단한 STBC와 OFDM방식을 결합한 STBC-OFDM 시스템에 대한 MMSE 빔형성 기법의 성능을 시뮬레이션을 통해 평가하였다. 빔형성 기법의 성능분석은 TU채널과 HT채널에 대해 훈련열 블록의 길이와 클러스터 크기 및 angle spread등을 고려하였다. 시뮬레이션 결과로부터 클러스터의 크기는 TU채널에 대해서는 4, HT채널에 대해서는 2가 적절하며, 이들 클러스터 크기에 대해 훈련열 블록의 길이는 최소한 20정도는 유지해야 함을 알 수 있었다. 또한 SIR이 5dB 이상이면 거의 간섭을 제거할 수 있었다. 그리고 사용자와 간섭자가 임의의 간격을 유지할 때 angle spread는 다이버시티 효과를 가져오나, angle spread가 증가하여 사용자와 간섭자 간격에 접근하게 되면 성능이 열화됨을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] L. J. Cimini, Jr., J. C.-I. Chuang, and N. R. Sollenberger, "Advanced cellular internet service(ACIS)," IEEE Commun. Mag., vol.36, no.10, pp.150-159, Oct. 1998.

[2] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channels," IEEE Signal Processing Mag. vol.17, issue.3, pp.76-92, May 2000.

[3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, ol.44, pp.744-765, Mar. 1998.

[4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communication: performance results," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.17, no.3, pp.451-460, Mar. 1999.

[5] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," IEEE J. Select Areas Commun., vol. 17, no. 3, pp.461-471, Mar. 1999.

[6] Ye Li, J. C. Chuang, N. R. Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks," IEEE J. Select Areas Commun., vol.17, no. 7, pp.1233-1243, July 1999.

[7] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for igh data-rate wireless communication over wideband channels," in Proc. IEEE VTC, pp.2232-2236, 1998.

[8] Y. Li and N. R. Sollenberger, "Adaptive antenna array for OFDM systems with cochannel interference", IEEE Trans. on Commun, vol.47, pp.211-229, Feb. 1999.

[9] F. W. Vook and K. L. Baum, "Adaptive antennas for OFDM", in Proc. IEEE VTC'98, vol.1, pp.606-610, 1998.

[10] C. Y. Kim, K. Lee, and Y. S. Cho, "Adaptive beamforming algorithm for OFDM systems with antenna arrays, IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol.46, no.4, pp. 1052-1058, Nov. 2000.

[11] Diego Bartolome and Ana I. Perez-Neira, "Modified SMI techniques for frequency selective channels in OFDM," in Proc. IEEE VTC'2002 Spring, vol.4, pp.1771-1775, May 2002.

[12] Y. Sun and H. Matsuoka, "A novel adaptive antenna architecture-subcarrier clustering for high-speed OFDM systems in presence of rich co-channel interference," in Proc. IEEE VTC'2002 Spring, vol.3, pp.1564-1568, 2002.

[13] Yasushi Takatori, Keizo Cho and Toshikazu Hori, "Downlink beamforming method using STBC for mobile propagation environments," in Proc. IEEE VTC'2002 Spring, vol.4, pp.1916-1920, 2002.

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

[14] Yasushi Takatori, Keizo Cho and Toshikazu Hori, "Smart antenna testbed for SDMA systems using STBC," in Proc. IEEE VTC'2002 Spring, vol.3, pp.1364-1368, 2002.

[15] Kuo-Hui Li and Mary Ann Ingram, "Space-time-block-coded OFDM systems with transmit beamformers for high-speed indoor wireles communications," in Proc. IEEE VTC2000, pp.2473-2477, 2000.

[16] Shengli Zhou and Georgios B. Giannakis, "Optimal transmitter eigen-beamforming and space-time block coding based on channel mean feedback," IEEE Trans. on Signal Processing, vol.50, no.10, pp.2599-2613, Oct. 2002.

[17] J. Li, K. B. Letaief, and Z. Cao, "Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM systems," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.2, no.1, pp. 41-49, January 2003.

[18] J. Litva and T. Lo, Digital Beamforming in Wireless Communications, Artech House Publishers, Massachusetts, 1996.

이 상 문(Sang-Mun Lee) 정회원
한국통신학회 논문지, 제27권, 제8B호 참조

최 형 진(Hyung-Jin Choi) 정회원
한국통신학회 논문지, 제27권, 제8B호 참조

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr