

Random Beamforming 시스템에서의 CQI 양자화 기법

정회원 고 경 준*, 이 정 우*

CQI Quantization Scheme in Random Beamforming System

Kyeongjun Ko*, Jungwoo Lee* *Regular Members*

요 약

다중사용자 다중안테나 시스템은 단일사용자 다중안테나 시스템보다 더 좋은 성능을 가진다는 것이 알려져 있다. 그러나 다중사용자 다중안테나 시스템은 선택된 사용자들 간의 신호 간섭이 발생하기 때문에 그것을 제거해야 된다. 간섭 신호를 제거하는 기법 중에 가장 널리 쓰이는 방법으로서 zero-forcing beamforming (ZFBF) 방법이 있다. 하지만 이 방법은 상당히 정확한 채널 정보를 송신단이 알아야 되기 때문에 실제 시스템에서 사용되기 위해서는 많은 양의 피드백 비트수가 필요하게 된다. ZFBF의 단점을 보완하기 위해 Random Beamforming (RBF) 시스템이 제안되었다[1]. RBF는 미리 정해진 코드북에 가장 최적의 성능을 보이는 사용자들에게 데이터를 보내는 방법으로서, 각 수신단은 코드북 내의 최적의 성능을 가지는 코드워드의 인덱스와 CQI 정보를 피드백 한다. 그러나 [1]에서는 송신단이 각 수신단의 CQI 정보를 완벽히 안다고 가정을 하였는데 실제 시스템에서는 CQI 정보도 양자화 되어야 한다. 따라서 이번 논문에서는 CQI 정보를 효율적으로 양자화하는 방법을 제안한다.

Key Words : Random Beamforming (RBF); Channel Quality Indicator (CQI); multiuser MIMO; Lloyd max condition.

ABSTRACT

It has been known that multiuser MIMO systems have better performance than single-user MIMO systems. However, multiuser MIMO systems should eliminate inter-user interferences which are generated by allocating data to multiple users simultaneously. There is zero-forcing beamforming (ZFBF) as scheme used widely among algorithms to eliminate inter-user interferences. But, it needs many feedback bits since BS knows quite exact channel state information to use this scheme in real systems. Random beamforming (RBF) was proposed to cope with a defect of ZFBF[1]. RBF is a multiuser scheme to send data to users who have optimal performance with predetermined codebook, each receiver feeds back a index of codeword which has optimal performance within the codebook and its CQI information. [1] assumes that the BS knows perfect CQI information of each receiver but CQI information should be quantized in the real systems. Therefore, in this paper, efficient CQI quantization scheme for RBF system is proposed.

* 이 논문 또는 저서는 뉴미디어 통신 공동연구소와 2007년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2007-314-D00181)

* 서울대학교 전기컴퓨터공학부 무선신호처리 연구실, 뉴미디어 통신 공동연구소 (smuff@wmspl.snu.ac.kr), (junglee@ee.snu.ac.kr)
논문번호 : KICS2008-11-523, 접수일자 : 2008년 11월 18일, 최종논문접수일자 : 2009년 2월 5일.

I. 서론

다중안테나 시스템은 spectral efficiency 나 diversity 이득 때문에 최근에 매우 많은 연구가 이루어지고 있다[2]. 단일안테나 시스템에서는 가장 좋은 채널을 가진 사용자에게 모든 자원을 할당하는 것이 최적의 방법이지만[3], 다중안테나 시스템에서는 다중사용자에게 정보를 동시에 할당하는 것이 단일사용자에게 정보를 전부 할당하는 것보다 더 낫다는 것이 [4]에서 증명되었다.

그러나 다중사용자 다중안테나 시스템에서는 필연적으로 사용자 간의 간섭신호가 발생하게 된다. Dirty Paper Coding (DPC)은 이런 간섭신호를 제거하는 최적의 비선형 프리코딩 기법이다[5]. 그러나 그것은 선택된 수신단의 완벽한 채널을 알아야 되고 인코딩 방법이 상당히 복잡하기 때문에 실제 시스템에 적용하기는 상당히 어렵다. 이런 시스템 복잡도의 문제를 해결하기 위해서 ZFBF나 Block Diagonalization (BD)이 [6],[7]에서 제안되었다. ZFBF나 BD는 DPC와는 다르게 선형 프리코딩 기법으로서 복잡도가 크게 줄어드는 장점이 있다. 이 방법들은 DPC에 비해서 프리코딩 행렬을 만드는 방법이 상당히 간단하지만 여전히 각 수신단의 완벽한 채널을 알아야 되는 단점이 있다.

각 수신단의 채널을 완벽히 알아야 되는 것은 주파수 분할 듀플렉스 (FDD) 시스템에서 상당히 많은 피드백 비트수를 요구한다. 따라서 fast fading 환경에서는 ZFBF이나 BD를 사용할 수 없다. 이런 제약조건을 완화시킨 방법이 [1]에서 제안한 RBF 방법이다. 이 방법은 선택된 사용자의 채널에 맞는 프리코딩 행렬을 만드는 ZFBF이나 BD와는 다르게, 주어진 코드북에 가장 최적인 사용자들을 선택하는 방법으로서 수신단이 송신단에 보내야 되는 피드백 정보가 가장 최적의 성능을 나타내는 코드북 내의 코드워드의 인덱스와 그것의 CQI 정보로써 피드백 양이 상당히 적다. 따라서 그것은 fast fading 환경에 적합한 다중사용자 시스템이다. RBF에 대한 자세한 내용은 III장에서 설명하겠다.

[1]에서는 송신단이 각 수신단의 CQI 정보를 완벽히 안다고 가정을 하였다. 그러나 실제 FDD 시스템에서는 CQI 정보도 양자화 되어서 송신단에 보내어 져야 된다. 따라서 이번 논문에서는 CQI를 효율적으로 양자화하는 방법에 대해서 제안을 한다.

본 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성되어

있다. II장은 시스템 모델을 소개한다. 그 다음에 RBF 시스템이 III장에서 설명되고 IV장에서 CQI 양자화 기법에 대해서 설명한다. 제안된 알고리즘에 대한 실험 결과가 V장에서 나타나고 마지막으로 VI장에서 결론으로 마무리한다.

II. 시스템 모델

이번 논문에서는 이번 논문에서는 M 개의 안테나를 가진 송신단과 N 개의 안테나를 가진 수신단, 그리고 K_T 명의 사용자를 가진 broadcast 시스템을 고려한다. 그러면 broadcast 모델은 다음과 같다.

$$y_i = H_i x + n_i \quad (1)$$

여기서 $H_i \in C^{N \times M}$ 은 송신단에서 i 번째 수신단간의 채널이고 벡터 $x \in C^{M \times 1}$ 는 송신 신호, $n_i \in C^{N \times 1}$ 는 분산이 1인 독립적인 복소 가우시안 노이즈 벡터, $y_i \in C^{N \times 1}$ 는 i 번째 수신단의 수신 신호 벡터이다. 송신 파워 제한 조건은 $E[\|x\|^2] \leq P, (P > 0)$ 이다.

H_i 의 성분은 i.i.d.의 분산이 1인 복소 가우시안 랜덤 변수이고 채널은 블록마다 독립적인 페이딩을 겪는다고 가정한다. 또 각 수신단은 자신의 채널을 완벽하게 측정하고 피드백을 보낼 때에는 에러와 지연이 없다고 가정한다.

III. Random Beamforming을 이용한 사용자 선택 기법

이번 논문에서는 각 수신단에 N 개의 스트림이 도착한다고 가정한다. 그러면 송신단이 동시에 할당할 수 있는 사용자의 수, $K = \lfloor M/N \rfloor$ 이다. $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 크지 않는 최대 정수이다.

우선 K 개의 random unitary 행렬 $\Phi_k (M \times N)$, ($k=1, \dots, K$)을 선택한다. 그러면 시간 t 에서의 송신 신호 $x(t)$ 는 다음과 같다.

$$x(t) = \frac{P}{M} \sum_{k=1}^K \Phi_k(t) s_k(t) \quad (2)$$

여기서 $s_k(t)$ 는 k 번째 수신단에 보낼 $N \times 1$ 심볼 벡터이다. 그러면 i 번째 수신단의 수신 신호는

다음과 같다.

$$y_i = \frac{P}{M} \sum_{k=1}^K H_i \Phi_k s_k + n_i \quad (3)$$

i 번째 사용자의 Φ_k 에서의 SINR은 다음과 같이 계산할 수 있다. 수식의 간결성을 위해서 t 는 생략하였다.

$$SINR_{i,k} = \frac{(P/M) \| H_i \Phi_k \|_F^2}{1 + (P/M) \sum_{j=1, j \neq k}^K \| H_i \Phi_j \|_F^2} \quad (4)$$

[1]의 경우에는 각 수신단이 N 개의 스트림을 받을 때에 채널 용량을 측정하지만 이번 논문에서는 CQI 정보로서 SINR을 측정한다. 피드백하는 CQI를 측정하기 위해서, 각 수신단은 먼저 가장 큰 SINR을 가지도록 하는 Φ_k 를 찾고 그 SINR 값과 인덱스 k 를 송신단에 피드백 해준다. 그런 후에 송신단은 각 수신단으로부터 받은 피드백 정보를 이용해서 사용자를 선택한다. 사용자 선택 방법은 각 인덱스 $k(1 \leq k \leq K)$ 에 따라 가장 큰 SINR을 가지는 사용자를 선택해서 자원을 할당하는 것이다. 즉, $\arg_i \max_{1 \leq i \leq K_T} SINR_{i,k}$ 을 선택한다. 이런 사용자 선택 기법을 사용하면 시스템의 sum-rate는 다음과 같다.

$$R \approx E \left\{ \sum_{k=1}^K \log(1 + \max_{1 \leq i \leq K_T} SINR_{i,k}) \right\} \quad (5)$$

$$= KE \left\{ \log(1 + \max_{1 \leq i \leq K_T} SINR_{i,k}) \right\}$$

여기서 =가 아니고 \approx 인 이유는 사용자 i 가 하나 이상의 Φ_k 를 선택할 확률이 있기 때문이다. 하지만 K_T 가 커지면 그런 확률은 거의 없어진다.

IV. CQI 양자화 기법

이번 장에서는 RBF 시스템에서 효율적인 CQI 양자화 기법에 대해 설명한다. RBF 시스템에서 CQI 정보는 scalar 값이기 때문에 Lloyd max condition[8]을 이용해서 최적의 양자화 값을 구한다. Lloyd max condition[8]을 이용하려면 CQI 정보의 pdf와 cdf를

알아야 된다.

(4)에서의 SINR 값을 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$SINR_{i,k} = \frac{\| H_i \Phi_k \|_F^2}{\frac{M}{P} + \sum_{j=1, j \neq k}^K \| H_i \Phi_j \|_F^2} = \frac{z}{\frac{M}{P} + y} \quad (6)$$

여기서 z 는 $\chi^2(2N^2)$ 의 분포를 가지고 y 는 $\chi^2(2(K-1)N^2)$ 의 분포를 가진다. 자유도 k 를 가지는 $\chi^2(k)$ 분포의 pdf는 다음과 같다.

$$f(x, k) = \frac{x^{k/2-1} e^{-x}}{\Gamma(k/2)} \quad (7)$$

그러면 $SINR_{i,k}$ 의 pdf는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_X(x) &= \int_0^\infty f_{XY}(x|y) f_Y(y) dy \\ &= \int_0^\infty \frac{1}{(N^2-1)!} \left(\frac{M}{P} + y \right)^{N^2} x^{N^2-1} \\ &\quad \times e^{-\left(\frac{M}{P} + y \right) x} \frac{1}{((K-1)N^2-1)!} \\ &\quad \times y^{(K-1)N^2-1} e^{-y} dy \\ &= \frac{x^{N^2-1} e^{-\frac{M}{P}x}}{(N^2-1)!((K-1)N^2-1)!} \\ &\quad \times \int_0^\infty \left(\frac{M}{P} + y \right)^{N^2} e^{-(x+1)y} \\ &\quad \times y^{(K-1)N^2-1} dy \\ &= \frac{x^{N^2-1} e^{-\frac{M}{P}x}}{(N^2-1)!((K-1)N^2-1)!} \\ &\quad \times \int_0^\infty \sum_{i=0}^{N^2} \binom{N^2}{i} \left(\frac{M}{P} \right)^{N^2-i} e^{-(x+1)y} \\ &\quad \times y^{(K-1)N^2+i-1} dy \\ &= \frac{x^{N^2-1} e^{-\frac{M}{P}x}}{(N^2-1)!((K-1)N^2-1)!} \\ &\quad \times \sum_{i=0}^{N^2} \binom{N^2}{i} \left(\frac{M}{P} \right)^{N^2-i} \\ &\quad \times \int_0^\infty e^{-(x+1)y} \cdot y^{(K-1)N^2+i-1} dy \end{aligned}$$

$$= \frac{x^{N^2-1} e^{-\frac{M}{P}x}}{(N^2-1)!((K-1)N^2-1)!} \sum_{i=0}^{N^2} \binom{N^2}{i} \times \left(\frac{M}{P}\right)^{N^2-i} \frac{((K-1)N^2+i-1)!}{(1+x)^{(K-1)N^2+i}} \quad (8)$$

여기서 $SINR_{i,k}$ 의 cdf를 구하면 다음과 같다.

$$F_X(x) = \int_0^x f_X(x)dx = \sum_{i=0}^{N^2} \binom{N^2}{i} \cdot \left(\frac{M}{P}\right)^{N^2-i} \times \frac{((K-1)N^2+i-1)!}{(N^2-1)!((K-1)N^2-1)!} \times \int_0^x \frac{x^{N^2-1} e^{-\frac{M}{P}x}}{(1+x)^{(K-1)N^2+i}} dx \quad (9)$$

(9)에서 $\frac{x^{N^2-1}}{(1+x)^{(K-1)N^2+i}}$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{x^{N^2-1}}{(1+x)^{(K-1)N^2+i}} = \frac{(1+x-1)^{N^2-1}}{(1+x)^{(K-1)N^2+i}} = \sum_{k=0}^{N^2-1} \binom{N^2-1}{k} (-1)^{N^2-1-k} \frac{1}{(1+x)^{(K-1)N^2+i-k}} \quad (10)$$

그리고 [9]에 의해 (11)과 같은 적분식이 성립한다. 여기서 $\Gamma(a, x)$ 는 **incomplete gamma** 함수이다. 그러면 (11)에 의해 (9)는 (12)와 같이 나타낼 수 있다. 그러나 수산단 k 는 $\max_i SINR_{i,k}$ 값을 보내기 때문에 $\max_i SINR_{i,k}$ 의 pdf와 cdf를 이용해서 Lloyd max condition을 이용해야 된다. 그러면 $\max_i SINR_{i,k}$ 의 cdf는 $F_s(x) = F_X(x)^K$ 이고 pdf는 $f_s(x) = KF_X(x)^{K-1}f_X(x)$ 이다. 이렇게 구해진 $F_s(x), f_s(x)$ 이다. 이렇게 구해진 $F_s(x), f_s(x)$ 를 이용해서 Lloyd max condition을 이용하면 (13), (14)와 같은 식이 성립한다.

$$\int_0^x \frac{e^{-\frac{M}{P}x}}{(1+x)^a} dx = -e^{-\frac{M}{P}x} (1+x)^{1-a} \times \left(\frac{M(1+x)}{P}\right)^{a-1} \times \Gamma\left(1-a, \frac{M(1+x)}{P}\right) \quad (11)$$

$$F_X(x) = \int_0^x f_X(x)dx = \sum_{i=0}^{N^2} \sum_{k=0}^{N^2-1} \binom{N^2}{i} \times \left(\frac{M}{P}\right)^{N^2-i} \frac{((K-1)N^2+i-1)!}{(N^2-1)!((K-1)N^2-1)!} \times \binom{N^2-1}{k} (-1)^{N^2-1-k} \times (-e^{-\frac{M}{P}x}) (1+x)^{1-(K-1)N^2-i+k} \times \left(\frac{M(1+x)}{P}\right)^{(K-1)N^2+i-k-1} \times \Gamma\left(1-(K-1)N^2-i+k, \frac{M(1+x)}{P}\right) \quad (12)$$

$$a_i = \frac{1}{2}(\hat{x}_i + \hat{x}_{i+1}) \quad (13)$$

$$\hat{x}_i = \frac{\int_{a_{i-1}}^{a_i} x f_s(x) dx}{F_s(a_i) - F_s(a_{i-1})} \quad (14)$$

(13), (14)에서 a_i 는 경계값, \hat{x}_i 는 양자화된 값이고 $1 \leq i \leq 2^B$ 이다 (B 는 피드백 비트수). 처음에 임의로 a_i 와 \hat{x}_i 를 정한다음에 (13)와 (14)을 반복해서 실시하고 전단계에서 구한 \hat{x}_i 와 현재에서 구한 \hat{x}_i 의 차이가 어느 작은 값 이하가 되면 그 값들이 경계값과 양자화된 값으로 정한다.

V. 실험 결과

$F_s(x), f_s(x)$ 는 M, N, K, P 에 의존한다. 따라서 그 값들이 변화하면 CQI의 경계값과 양자화된 값이 같이 변화해야 된다. 그림 1은 $M = 4, N = 1, Kt = 100$ 일 때 SNR과 양자화 비트수에 따른 sum-rate 그래프이다. 그리고 표 1은 $M = 4, N = 1, B = 3$ 에서 Lloyd max condition을 이용하여 구한 CQI의

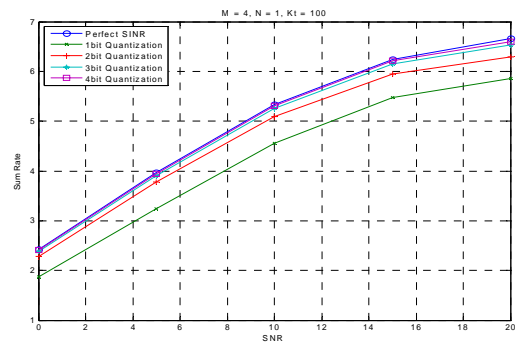


그림 1. $M = 4, N = 1, Kt = 100$ 일 때 SNR과 양자화 비트수에 따른 sum-rate 비교

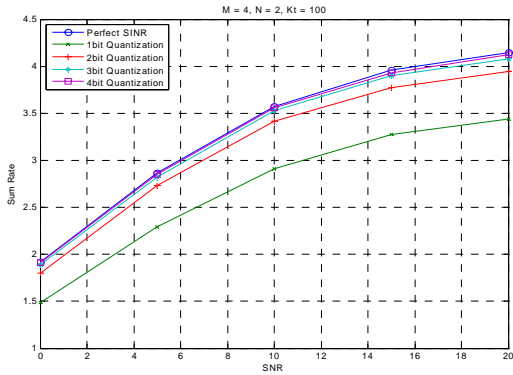


그림 2. $M = 4, N = 2, K_t = 100$ 일 때 SNR과 양자화 비트수에 따른 sum-rate 비교

경계값과 양자화된 값을 나타낸다. 그림을 보면 CQI를 2비트 이상으로 양자화 한 경우에 완전한 CQI를 피드백 한 경우와 sum-rate이 유사해지고 3 비트 이상으로 양자화 하면 거의 일치한 다는 것을 알 수가 있다.

그림 2는 $M = 4, N = 2, K_t = 100$ 일 때 SNR과 양자화 비트수에 따른 sum-rate 그래프이고 표 2는 $B = 3$ 일 때 Lloyd max condition을 이용하여 구한 경계값과 양자화된 값을 나타낸다. 이 경우도 그림 1과 마찬가지로 3비트 이상으로 양자화 하면 완벽한 CQI 피드백 경우와 비교해서 거의 동일한 성능을 가진 다는 것을 알 수가 있다.

표 1. $M = 4, N = 1, B = 3$ 일 때 Lloyd max condition을 이용한 CQI의 경계값과 양자화된 값

<경계값>

| SNR | 0 | 5 | 10 | 15 | 20 |
|-----|--------|--------|--------|---------|---------|
| 경계값 | 0.1863 | 0.4057 | 0.6566 | 0.8261 | 0.9612 |
| | 0.2722 | 0.5716 | 0.9567 | 1.2741 | 1.5835 |
| | 0.3609 | 0.7595 | 1.3388 | 1.8915 | 2.4995 |
| | 0.4648 | 0.9922 | 1.8556 | 2.7704 | 3.9449 |
| | 0.5953 | 1.2967 | 2.5892 | 4.1267 | 6.4233 |
| | 0.7750 | 1.7280 | 3.7561 | 6.5846 | 11.0905 |
| | 1.0627 | 2.4428 | 5.8264 | 12.0491 | 22.6639 |

<대표값>

| SNR | 0 | 5 | 10 | 15 | 20 |
|-----|--------|--------|--------|---------|---------|
| 대표값 | 0.1423 | 0.3252 | 0.5217 | 0.6349 | 0.7059 |
| | 0.2303 | 0.4861 | 0.7914 | 1.0173 | 1.2166 |
| | 0.3140 | 0.6570 | 1.1219 | 1.5308 | 1.9504 |
| | 0.4078 | 0.8620 | 1.5556 | 2.2521 | 3.0487 |
| | 0.5217 | 1.1225 | 2.1556 | 3.2887 | 4.8410 |
| | 0.6688 | 1.4709 | 3.0228 | 4.9647 | 8.0055 |
| | 0.8812 | 1.9850 | 4.4894 | 8.2046 | 14.1754 |
| | 1.2441 | 2.9007 | 7.1634 | 15.8936 | 31.1523 |

표 2. $M = 4, N = 2, B = 3$ 일 때 Lloyd max condition을 이용한 CQI의 경계값과 양자화된 값

<경계값>

| SNR | 0 | 5 | 10 | 15 | 20 |
|-----|--------|--------|--------|---------|---------|
| 경계값 | 0.4840 | 0.9116 | 1.2511 | 1.4720 | 1.5488 |
| | 0.6130 | 1.1433 | 1.6715 | 2.1094 | 2.2749 |
| | 0.7413 | 1.4144 | 2.1891 | 2.9576 | 3.2801 |
| | 0.8895 | 1.7457 | 2.8666 | 4.1548 | 4.7788 |
| | 1.0719 | 2.1727 | 3.8202 | 5.9276 | 7.2506 |
| | 1.3181 | 2.7658 | 5.2572 | 8.8943 | 12.0636 |
| | 1.7003 | 3.7355 | 7.7979 | 16.3183 | 21.8360 |

<대표값>

| SNR | 0 | 5 | 10 | 15 | 20 |
|-----|--------|--------|--------|---------|---------|
| 대표값 | 0.4159 | 0.8030 | 1.0593 | 1.1942 | 1.2381 |
| | 0.5522 | 1.0201 | 1.4428 | 1.7498 | 1.8595 |
| | 0.6739 | 1.2666 | 1.9002 | 2.4691 | 2.6903 |
| | 0.8087 | 1.5623 | 2.4780 | 3.4460 | 3.8699 |
| | 0.9704 | 1.9292 | 3.2552 | 4.8636 | 5.6877 |
| | 1.1734 | 2.4162 | 4.3851 | 6.9916 | 8.8135 |
| | 1.4628 | 3.1154 | 6.1293 | 10.7969 | 15.3137 |
| | 1.9378 | 4.3557 | 9.4664 | 21.8397 | 38.3583 |

그림 3은 $M = 8, N = 2, K_t = 100$ 일 때 SNR과 양자화 비트수에 따른 sum-rate 그래프이고 표 3은 $B = 3$ 일 때 Lloyd max condition을 이용하여 구한 경계값과 양자화된 값을 나타낸다. 이 경우도 3비트 이상으로 양자화 하면 충분하다는 것을 알 수 있다. 그리고 그림 2의 경우와 비교해서 K_t 가 크기 때문에 간섭 신호 부분이 커져서 sum-rate가 감소한다.

그림 4와 그림 5는 Lloyd max condition을 사용한 알고리즘과 다른 알고리즘과의 성능을 비교한 것이다. 비교하는 알고리즘은 Lloyd max condition 처럼 비균등 분할이 아닌 균등분할을 사용해서 양자화한 방법을 사용하였다. 그림 4는 $M = 4, N = 1$ 인 시스템인데 높은 SNR에서 제안된 알고리즘이 균등분할 양자화기법

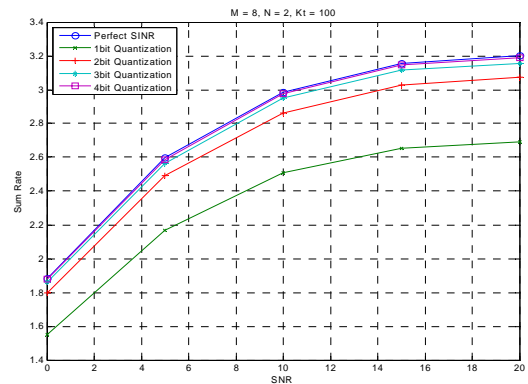


그림 3. $M = 8, N = 2, K_t = 100$ 일 때 SNR과 양자화 비트수에 따른 sum-rate 비교

표 3. $M = 8, N = 2, B = 3$ 일 때 Lloyd max condition을 이용한 CQI의 경계값과 양자화된 값

<경계값>

| SNR | 0 | 5 | 10 | 15 | 20 |
|-----|--------|--------|--------|--------|--------|
| 경계값 | 0.2550 | 0.3846 | 0.4530 | 0.4813 | 0.5004 |
| | 0.3028 | 0.4556 | 0.5410 | 0.5782 | 0.6101 |
| | 0.3510 | 0.5311 | 0.6373 | 0.6847 | 0.7365 |
| | 0.4058 | 0.6202 | 0.7526 | 0.8118 | 0.8966 |
| | 0.4735 | 0.7324 | 0.9008 | 0.9755 | 1.1235 |
| | 0.5629 | 0.8856 | 1.1164 | 1.2143 | 1.5100 |
| | 0.7007 | 1.1357 | 1.4865 | 1.6261 | 2.5769 |

<대표값>

| SNR | 0 | 5 | 10 | 15 | 20 |
|-----|--------|--------|--------|--------|--------|
| 대표값 | 0.2302 | 0.3491 | 0.4096 | 0.4336 | 0.4478 |
| | 0.2797 | 0.4201 | 0.4963 | 0.5290 | 0.5530 |
| | 0.3259 | 0.4912 | 0.5856 | 0.6274 | 0.6672 |
| | 0.3761 | 0.5711 | 0.6890 | 0.7420 | 0.8057 |
| | 0.4356 | 0.6692 | 0.8163 | 0.8817 | 0.9874 |
| | 0.5115 | 0.7957 | 0.9852 | 1.0693 | 1.2595 |
| | 0.6143 | 0.9756 | 1.2477 | 1.3592 | 1.7605 |
| | 0.7871 | 1.2958 | 1.7254 | 1.8930 | 3.3933 |

보다 더 좋은 성능을 가진다는 것을 알 수가 있다. $M = 8, N = 2$ 인 다중안테나 시스템에서도 제안된 알고리즘이 균등분할 양자화기법보다 거의 모든 SNR에서 더 좋은 성능을 가지는 것을 그림 5를 통해서 알 수가 있다.

VI. 결론

이번 논문에서는 RBF 시스템에서 CQI 정보를 효율적으로 양자화 하는 방법을 제안하였다. CQI의 pdf 와 cdf를 구하고 Lloyd max condition을 이용한 비균등 분할 방법에 의해서 CQI를 양자화 하였다. 실험 결과는

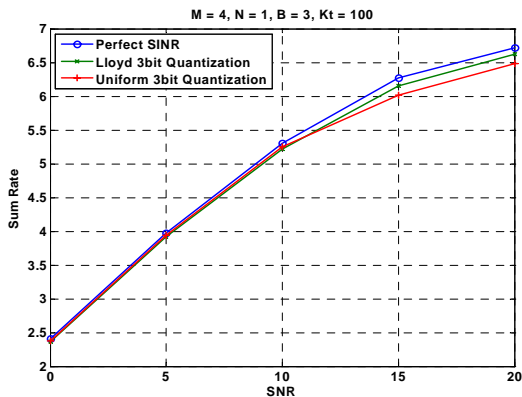


그림 4. $M = 4, N = 1, B = 3, Kt = 100$ 일 때 SNR에 따른 제안한 알고리즘과 균등분할 양자화 기법의 sum-rate 비교

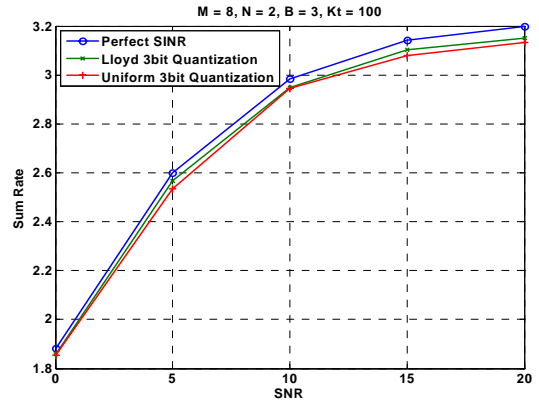


그림 5. $M = 8, N = 2, B = 3, Kt = 100$ 일 때 SNR에 따른 제안한 알고리즘과 균등분할 양자화 기법의 sum-rate 비교

2비트 이상으로 CQI 정보를 양자화 하면 만족할 만한 성능을 얻을 수 있고 3비트 이상으로 양자화 하면 완벽한 CQI 피드백 상황과 거의 같은 성능을 나타낼 수 있다는 것을 보여준다.

참고 문헌

- [1] M. Sharif and B. Hassibi, "On the capacity of MIMO broadcast channels with partial side information," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 506-522, Feb 2005.
- [2] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," AT&T-Bell Labs, Tech. Rep., June 1995.
- [3] R. Knopp and P. Humblet, "Information capacity and power control in single cell multiuser communications," in *Proc. of IEEE ICC*, pp. 331-335.
- [4] N. Jindal and A. Goldsmith, "Dirty-paper coding versus TDMA for MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 5, pp. 1783-1794, 2005.
- [5] M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 439-441, May, 1983.
- [6] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Seidelhurst, "A vector perturbation technique for near capacity multiantenna multiuser communication - part 1: channel inversion and regularization," *IEEE Trans.*

Inform. Theory, vol. 49, no. 7, pp. 1691-1706, Jul. 2003.

- [7] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 52, no. 2, pp. 20-24, 2004.
- [8] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed. McGrawHill, 2001.
- [9] "<http://integral.wolfram.com>".

고 경 준(Kyeongjun Ko)

정회원



2006년 2월 : 서울대학교 전기공학부 졸업

2006년 3월~현재 : 서울대학교 전기컴퓨터공학부 석박통합과정
<관심분야> 이동 통신 시스템, MIMO, 다중사용자 MIMO 시스템, 채널 피드백 기법

이 정 우(Jungwoo Lee)

정회원



1988년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업

1990년 2월 : Princeton 대학교 전자공학과 석사

1994년 2월 : Princeton 대학교 전자공학과 박사

2002년 9월~현재 : 서울대학교 전기공학부 교수

<관심분야> 이동 통신 시스템, MIMO, 협력 통신, 무선 네트워크 코딩, 무선 멀티미디어