

감쇄 환경에서 여러 입력 여러 출력 시스템에 알맞은 혼합 검파 방식

준회원 오 종 호*, 안 태 훈*, 종신회원 송 익 호*, 준회원 박 주 호*, 정회원 박 소 령**

A Hybrid Detection Technique for Multiple Input Multiple Output Systems in Fading Environment

Jongho Oh*, Taehun An* *Associate Members*, Ickho Song* *Lifelong Member*,
Juho Park* *Associate Member*, So Ryoung Park** *Regular Member*

요 약

여러 입력 여러 출력 시스템은 주파수 효율이 높으며, 가장 비슷함 검파기를 쓸 때 성능이 가장 뛰어나다. 가장 비슷함 검파기는 송신 안테나와 별자리의 신호수가 많아지면 지수적으로 복잡해지므로, 성능은 가장 비슷함 검파기보다 떨어지지만 복잡하기는 덜한 영 만들기 검파기가 제안된 바 있다. 이 논문에서는 가장 비슷함 검파기보다 덜 복잡하고 영 만들기 검파기보다 성능이 나은 새로운 검파 기법을 제안한다. 제안한 기법은 신호대잡음비가 높을 때 더욱 효과적임을, 곧, 가장 비슷함 검파기보다 덜 복잡하고 성능은 거의 같음을, 보인다.

Key Words : multiple input multiple output, BLAST, zero forcing, maximum likelihood, signal detection

ABSTRACT

Multiple input multiple output architectures, known to provide high spectral efficiencies, can provide the best performance in terms of the block error rate when a maximum likelihood (ML) detector is employed. The complexity of the ML detector, however, increases exponentially with the numbers of transmit antennas and signals in the constellation. The zero forcing (ZF) detector has been suggested as a reduced-complexity detection method at the cost of performance degradation. In order to improve the performance of the ZF detector while reducing the complexity of the ML detector, we propose a novel multistage decision method. Numerical results show that, despite the proposed detector has a lower complexity than the ML detector, the performance difference between the ML and proposed detectors is negligibly small at high SNR.

I. 머리말

무선 채널 특성이 나쁠 때 여러 입력 여러 출력 (multiple input multiple output: MIMO) 시스템의 다양성 기술을 써서 감쇄나 간섭의 영향을 줄일 수 있다. 여러 입력 여러 출력 시스템은 단일 입력 단

일 출력 시스템보다 (single input single output: SISO) 주파수 효율이 높으며^{1, 2} 간섭에도 강하다^{3, 4}. 한편, 통신 시스템의 주파수 효율에 관심을 둘 때, 여러 입력 여러 출력 시스템은 데이터 전송률을 높이는데 쓸 수 있다^{1, 5}. 보기를 들어, 블래스트 (Bell Laboratories Layered Space-Time: BLAST)

※ 이 논문은 과학기술부가 지원하고 한국과학재단이 주관하는 국가지정연구실 사업의 지원을 받아 연구한 것입니다.

* 한국과학기술원 전자전산학과 (tahn, jpark)@Sejong.kaist.ac.kr, i.song@ieee.org

** 가톨릭대학교 정보통신전자공학부 (srpark@catholic.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-07-329, 접수일자 : 2006년 7월 31일, 최종논문접수일자 : 2006년 9월 5일

시스템은 구현하기 쉽고 데이터 전송률이 높다고 알려져 있다⁵⁻⁸⁾.

이제까지 여러 논문에서^{5, 6)} 여러 입력 여러 출력 시스템에 알맞은 검파기들을 연구하였다. 이론적으로, 여러 입력 여러 출력 시스템에서 가장 비슷함(maximum likelihood: ML) 검파기를 쓰면 성능이 가장 뛰어나지만, 송신 안테나와 별자리의 신호수가 많아지면 가장 비슷함 검파기는 지수적으로 복잡해진다. 이에, 가장 비슷함 검파기보다 덜 복잡한 영 만들기(zero forcing: ZF) 방식과 순차 연속 간섭 제거(ordered successive interference cancellation: OSIC) 알고리즘이 제안된 바 있다^{5, 6)}.

영 만들기 검파기에서는 채널 행렬의 의사역행렬을 받은 신호 벡터에 곱하여 받은 신호들끼리의 간섭을 없애고, 이를 바탕으로 안테나마다 독립적으로 신호를 검파할 수 있다. 순차 연속 간섭 제거 검파기에서는 채널 행렬의 의사역행렬을 받은 신호 벡터에 곱하여 받은 신호들끼리의 간섭을 없애고, 채널에 따라 순차적으로 신호를 검파한다. 영 만들기 검파기와 순차 연속 간섭 제거 검파기는 가장 비슷함 검파기보다 열개는 간단하지만 성능은 떨어진다. 이 밖에도 여러 입력 여러 출력 시스템에 알맞은 검파 기법들이^{9, 10)} 여럿 있으며, 어떤 것은 가장 비슷함 검파기보다 간단하고, 또 어떤 것은 영 만들기 검파기보다 성능이 더 좋다.

이 논문에서는 가장 비슷함 검파기보다 열개는 덜 복잡하고 영 만들기 검파기보다 성능이 나은 새로운 여러 단계 검파 기법을 제안한다. 제안한 기법은 신호대잡음비가(signal to noise ratio: SNR) 높을 때 더욱 효과적임을, 곧, 가장 비슷함 검파기보다 덜 복잡하고 성능은 거의 같음을, 보인다.

II. 시스템 모형

송신 안테나를 N_T 개, 수신 안테나를 N_R 개 쓰는 여러 안테나 송신 시스템을 그림 1에 보였다. 송신기에서는 데이터를 N_T 개로 나누고 데이터마다 부호를 입혀 무선 채널로 보낸다. 감쇄가 느린 무선 채널 환경에서, 수신 안테나는 송신기 N_T 개에서 오는 신호들의 조합을 받는다. 이때, 신호를 검파하기에 앞서서 짧은 훈련수열로 채널을 추정했다고 두자.

송신 안테나에서는 원소가 M 개인 신호 집합 $S = \{s^{(1)}, s^{(2)}, \dots, s^{(M)}\}$ 을 써서 정보를 보낸다. 신호

집합 S 에서 신호 N_T 개를 고르는 모든 반복 순열들의 집합을 V 라고 하고, V 의 원소를

$$s = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T \tag{1}$$

이라 하자. 여기서, 윗 첨자 T 는 벡터 전치를 나타낸다. 그러면, 받은 신호 벡터 $x = [r_1, r_2, \dots, r_{N_R}]^T$ 은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$x = Hs + n. \tag{2}$$

여기서, r_j 는 j 째 수신 안테나에서 받은 신호이며, 채널 행렬 H 는

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{pmatrix} \tag{3}$$

이고, $n = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$ 은 독립이고 분포가 같은 복소 확률 잡음 벡터이다¹¹⁾. 이때, n_j 는 j 째 수신 안테나에서 받은 잡음이고, 채널 행렬 H 의 원소 h_{ji} 는 i 째 송신 안테나와 j 째 수신 안테나 사이의 복소 채널 전달 계수를 나타내며, $\{h_{ji}\}$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 독립 복소 정규 확률변수들이라 하자.

이제, 검파 문제는 잡음이 있을 때 M^{N_T} -진 가설 검정 문제로 모형화 할 수 있다. 여기서, 가설 $\{H_k\}_{k=1}^{M^{N_T}}$ 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$H_k: r = Hs_k + n \tag{4}$$

$$= \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^{N_T} h_{1i} s_{i,k} + n_1 \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^{N_T} h_{N_Ri} s_{i,k} + n_{N_R} \end{pmatrix}$$

위에서, $s_k = [s_{1,k}, s_{2,k}, \dots, s_{N_T,k}]^T \in V$ 이고, $s_{i,k} \in S$ 이다. 관측 모형 (4)에서 x 의 실수 부분 $\mathcal{R}\{x\}$ 과 x 의 허수 부분 $\mathcal{I}\{x\}$ 의 결합 확률밀도함수는 아래와 같다.

$$\phi_{\mathcal{R}\{x\}, \mathcal{I}\{x\} | H_k}(\mathcal{R}\{x\}, \mathcal{I}\{x\})$$

$$= \prod_{j=1}^{N_R} \left[f_{\mathcal{R}(n)} \left(\mathcal{R} \left(r_j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} s_{i,k} \right) \right) \cdot f_{\mathcal{I}(n)} \left(\mathcal{I} \left(r_j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} s_{i,k} \right) \right) \right]. \quad (5)$$

여기서, $f_{\mathcal{R}(n)}(\cdot)$ 은 $[\mathcal{R}\{n_j\}]_{j=1}^{N_R}$ 의 공통 확률밀도함수이며, $f_{\mathcal{I}(n)}(\cdot)$ 는 $[\mathcal{I}\{n_j\}]_{j=1}^{N_R}$ 의 공통 확률밀도함수이다.

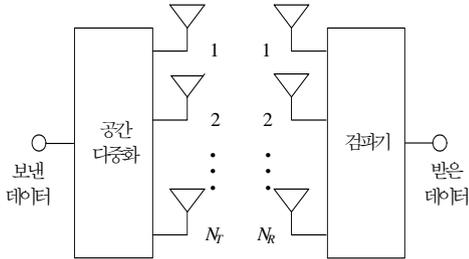


그림 1. 송신 안테나 N_T 개, 수신 안테나 N_R 개가 있는 여러 안테나 송신 시스템

III. 제한한 검파 기법

3.1 가장 비슷함 검파기

가장 비슷함 기준을 써서 가장 비슷함 검파기의 결정 영역을 얻으면 아래와 같다.

$$D_k^{ML} = \{x: \Phi_{\mathcal{R}(x), \mathcal{I}(x)H_k}(\mathcal{R}\{x\}, \mathcal{I}\{x\}) \geq \Phi_{\mathcal{R}(x), \mathcal{I}(x)H_z}(\mathcal{R}\{x\}, \mathcal{I}\{x\}), \quad \forall k \neq z\}$$

$$= \left\{ x: \sum_{j=1}^{N_R} \ln \left(\frac{f_{\mathcal{R}(n)} \left(\mathcal{R} \left(r_j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} s_{i,k} \right) \right)}{f_{\mathcal{R}(n)} \left(\mathcal{R} \left(r_j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} s_{i,z} \right) \right)} \cdot \frac{f_{\mathcal{I}(n)} \left(\mathcal{I} \left(r_j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} s_{i,k} \right) \right)}{f_{\mathcal{I}(n)} \left(\mathcal{I} \left(r_j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} s_{i,z} \right) \right)} \right) \geq 0, \quad \forall k \neq z \right\}. \quad (6)$$

정규 잡음 환경에서는 위 결정 영역 (6)을 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$D_k^{ML} = \left\{ r: \sum_{j=1}^{N_R} \frac{\|r_j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} s_{i,k}\|_2}{\|r_j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji} s_{i,z}\|_2} \leq 1, \quad \forall k \neq z \right\}. \quad (7)$$

여기서, $\|\cdot\|_2$ 은 유클리드 거리이다. 가장 비슷함 검파기를 쓰면 이론적으로 성능이 가장 뛰어나지만, 송신 안테나와 별자리의 신호수가 많아질수록 가장 비슷함 검파기는 지수적으로 복잡해진다. 보기를 들어, 4×4 시스템에서 16진 직교진폭변조하여 (quadrature amplitude modulation: QAM) 신호를 보낼 때, 신호를 검파하려면 $16^4 = 65536$ 번 전주어 보고 $2 \times 4 \times 4 \times 16^4 = 2097152$ 번 곱해야 한다.

3.2 영 만들기 검파기

영 만들기 검파기에서는 채널 행렬의 의사역행렬을 받은 신호 벡터에 곱하여 받은 신호들끼리의 간섭을 없애고, 이를 바탕으로 안테나마다 독립적으로 신호를 검파할 수 있다. 영 만들기 검파는 다음과 같이 두 단계로 나뉜다. 먼저,

$$y = V\mathbf{r}$$

$$= V\mathbf{H}\mathbf{s} + V\mathbf{n}$$

을 얻는다. 여기서, $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_T}]$ 이고

$$V = (H^\dagger H)^{-1} H^\dagger$$

는 채널 행렬 H 의 의사역행렬이며, \dagger 은 켈레 복소수 전치를 나타낸다. 이때, 행렬 V 는 여러 방법들을 써서 간단히 얻을 수 있다^[2]. 채널 감쇄가 느리면, 채널 행렬 H 는 심벌 주기 동안에 바뀌지 않는다고 할 수 있으므로 행렬 V 를 한번만 계산한다. 여기서, $VH = \mathbf{I}$ 이므로 수신 안테나는 다른 신호들의 간섭 없이 송신 안테나에서 보낸 신호를 검파할 수 있다. 식 (8)을 바탕으로 \mathbf{y} 를 얻은 다음 아래의 결정 영역을 써서 신호를 검파한다.

$$D_{i,k} = \left\{ y_i: \ln \left(\frac{f_{\mathcal{R}\{V\mathbf{n}\}}(\mathcal{R}\{y_i - s_{i,k}\})}{f_{\mathcal{R}\{V\mathbf{n}\}}(\mathcal{R}\{y_i - s_{i,z}\})} \cdot \frac{f_{\mathcal{I}\{V\mathbf{n}\}}(\mathcal{I}\{y_i - s_{i,k}\})}{f_{\mathcal{I}\{V\mathbf{n}\}}(\mathcal{I}\{y_i - s_{i,z}\})} \right) \geq 0, \quad \forall k \neq z \right\},$$

$$i = 1, 2, \dots, N_T. \quad (10)$$

한편, 정규 잡음 환경에서 (10)은

$$D_{i,k} = \left\{ y_i: \frac{\|y_i - s_{i,k}\|_2}{\|y_i - s_{i,z}\|_2} \leq 1, \quad \forall k \neq z \right\},$$

$$i = 1, 2, \dots, N_T. \quad (11)$$

과 같으며 이는 자름기를 (slicer) 써서 간단히 계산할 수 있다.

3.3 새로운 검파기

이제, 가장 비슷함 검파기보다 덜 복잡하고 영 만들기 검파기보다 성능이 나은 새로운 여러 단계 검파 기법을 제안한다. 이 기법은 크게 두 단계로 나눌 수 있다. 첫째 단계에서는 영 만들기 알고리즘을 써서 보낸 신호를 추정하고, 둘째 단계에서는 처음 추정한 심벌과 이 심벌과 이웃한 별자리에서 가장 비슷함 검파를 바탕으로 보낸 신호를 찾는다. 이때, 처음에 추정한 것이 둘째 단계에서 찾은 것과 같으면 처음에 (그리고, 둘째로) 추정한 신호를 마지막 출력으로 결정한다. 그렇지 않으면, 남은 신호들로 별자리를 늘려 가장 비슷함 검파를 계속한다.

3.3.1 줄인 별자리에서 가장 비슷함 찾기

복잡도를 줄이면서 신호를 검파하고자 처음 단계에서 영 만들기 검파 기법을 쓴다. 이때, 수신 안테나는 영 만들기 검파기의 결정 영역 (11)을 써서 추정신호 \hat{s}_k 를 얻는다.

행렬 V 가 항등 행렬과 비슷하다면, 첫째 단계에서 추정한 신호 \hat{s}_k 는 가장 비슷함 검파 기법으로 추정한 신호에 가까운 것이다. 그렇지 않고, 행렬 V 의 원소가 하나라도 1보다 매우 크면, (8)의 잡음 성분 $V_{\mathcal{M}}$ 은 (2)의 잡음 성분 \mathcal{M} 보다 매우 크고, (8)에서 잡음 성분이 추정신호 \hat{s}_k 에 주는 영향도 클 것이다. 다시 말해서, 추정신호 \hat{s}_k 에 가까운 심벌들 가운데, 보낸 심벌과의 거리가 \hat{s}_k 보다 짧은 심벌이 적어도 하나 있을 확률이 매우 높다. 그러므로, 처음 추정한 심벌과 이 심벌과 이웃한 별자리에서 가장 비슷함 검파로 보낸 신호를 찾는다. 처음 추정한 신호와 이 신호와 이웃한 별자리를 함께 부를 때 ‘줄인 별자리’라 하자. 그림 2와 3은 각각 8진 위상편이변조와 (phase shift keying: PSK) 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 송신 안테나에서의 신호 별자리를 나타낸다.

둘째로 추정한 신호 \hat{s}_q 는 아래와 같다.

$$\hat{s}_q = \operatorname{argmin}_{\underline{s} \in V_q} \|\underline{r} - H\underline{s}_q\|_2. \quad (12)$$

$$\underline{s}_q \in V_q$$

여기서, S_q 는 줄인 별자리에 있는 신호들의 집

합이고, V_q 는 S_q 에서 신호를 N_T 개 고르는 모든 반복 순열들의 집합이다. 처음에 추정한 신호 \hat{s}_k 가 줄인 별자리에서 가장 비슷함 검파 기법으로 찾은 \hat{s}_q 와 같다면, 곧, $k=q$ 이면 \hat{s}_k 를 마지막 출력으로 둔다. 한편, $k \neq q$ 이면, 셋째 단계로 넘어간다.

3.2.2 줄인 별자리를 늘려 가장 비슷함 찾기

처음에 추정한 신호 \hat{s}_k 와 둘째 단계에서 찾은 신호 \hat{s}_q 가 같지 않으면, 줄인 별자리를 늘려 가장 비슷함 검파하고 (7)을 바탕으로 마지막 출력 \hat{s}_e 를 얻는다. 이때, 단계 i 에서 추정한 신호가 단계 $i-1$ 에서 추정한 것과 같을 때까지 한 단계씩 별자리를 늘리면서 가장 비슷함 검파를 되풀이한다.

표 1과 2는 신호대잡음비가 30dB일 때, 영 만들기 검파기, 가장 비슷함 검파기, 제안한 검파기의 평균 견출 횟수와 곱셈 횟수를 보인다. 식 (7)과 (11)의 결정 영역으로 영 만들기 검파기와 가장 비슷함 검파기의 평균 견출 횟수와 곱셈 횟수를 각각 얻을 수 있다. 이때, 제안한 검파기의 평균 견출 횟수와 곱셈 횟수는 신호대잡음비를 따라 바뀐다. 신호대잡음비가 30dB이고 M 진 위상편이변조하여 신호를 보낼 때, 제안한 검파기의 평균 견출 횟수는 $3^{N_T} + 1 + MN_T$ 짝이고 곱셈 횟수는 $2N_R N_T (3^{N_T} + 1) + 2MN_T$ 짝이다. 이때, 견출 횟수에서 $3^{N_T} + MN_T$ 는

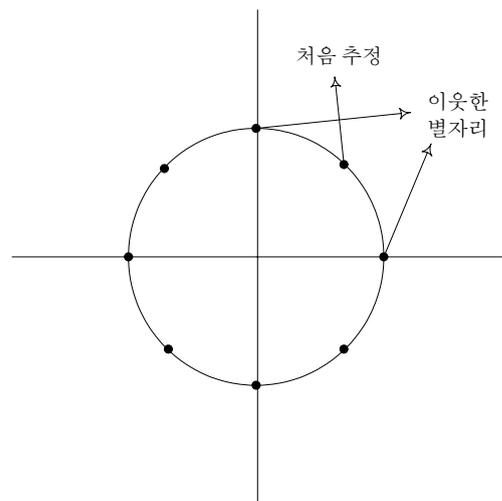


그림 2. 8진 위상편이변조로 신호를 보낼 때, 송신 안테나에서의 신호 별자리

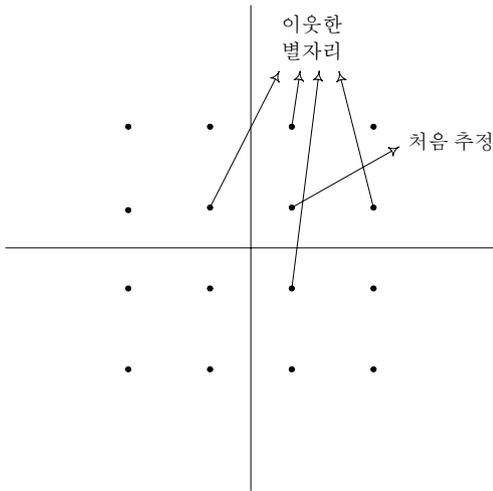


그림 3. 16진 직교진폭변조로 신호를 보낼 때, 송신 안테나에서의 신호 별자리

표 1. 신호대잡음비가 30dB일 때, $N_T \times N_R$ 시스템에서 영 만들기 검파기, 가장 비슷함 검파기, 제안한 검파기의 평균 건증 횟수

변조 기법	영 만들기 검파기	가장 비슷함 검파기	제안한 검파기
$M-PSK$	MN_T	M^{N_T}	$\approx 3^{N_T} + 1 + MN_T$
$M-QAM$ ($M \geq 8$)	MN_T	M^{N_T}	$\approx 5^{N_T} + 1 + MN_T$

표 2. 신호대잡음비가 30dB일 때, $N_T \times N_R$ 시스템에서 영 만들기 검파기, 가장 비슷함 검파기, 제안한 검파기의 평균 곱셈 횟수

변조 기법	영 만들기 검파기	가장 비슷함 검파기	제안한 검파기
$M-PSK$	$2MN_T$	$2N_R N_T M^{N_T}$	$\approx 2N_R N_T (3^{N_T} + 1) + 2MN_T$
$M-QAM$ ($M \geq 8$)	$2MN_T$	$2N_R N_T M^{N_T}$	$\approx 2N_R N_T (5^{N_T} + 1) + 2MN_T$

(7)과 (11)에서 얻었고, 1은 모의실험 결과에서 얻었다. 이와 비슷하게, 곱셈 횟수에서 $2N_R N_T \cdot 3^{N_T} + 2MN_T$ 는 (7)과 (11)에서 얻었고, $2N_R N_T$ 는 모의 실험 결과에서 얻었다.

보기를 들어, 신호대잡음비가 30dB이고, 4x4 시스템에서 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 신호를 검파하려면 가장 비슷함 검파기에서는 65536번 건주어 보고 2097152번 곱해야 하고, 제안

한 검파기에서는 642번 건주어 보고 20160번 곱해야 한다. 곧, 가장 비슷함 검파기의 평균 건증 횟수와 곱셈 횟수는 각각 제안한 검파기의 평균 건증 횟수와 곱셈 횟수의 102 배, 104 배이다. 한편, 신호대잡음비가 30dB보다 작고 M 진 위상편이변조하여 신호를 보낼 때, 제안한 검파기의 평균 건증 횟수와 곱셈 횟수는 별자리의 신호수 M 을 따라 바뀐다.

끝으로, $N_T=1$ 또는 $M=2, 3$ 이면, 가장 비슷함 검파기의 줄인 별자리와 전체 별자리가 같기 때문에 제안한 검파기는 가장 비슷함 검파기보다 평균 건증 횟수와 곱셈 횟수가 더 많다. 따라서, 제안한 검파기는 $N_T \geq 2$ 이고 $M \geq 4$ 일 때 쓸모 있다.

IV. 성능 분석

이제, 정규 잡음 환경에서 몬테카를로 방법으로 10^6 번 거듭 모의실험하여, 영 만들기 검파기, 가장 비슷함 검파기, 제안한 검파기의 블록오류율 (block error rate: BLER) 성능과 평균 곱셈 횟수를 얻고 건주어본다. 검파기의 평균 건증 횟수와 곱셈 횟수는 검파기의 복잡도를 나타내는데 많이 쓰인다. 여기서, 건증 횟수는 곱셈 횟수보다 훨씬 적으므로 생 각하지 않았다.

그림 4는 $N_T=2$ 이고 $N_R=2$ 인 시스템에서 4진 위상편이변조, 8진 위상편이변조, 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 영 만들기 검파기, 가장 비슷함 검파기, 제안한 검파기의 성능 특성을 보인다. 가장 비슷함 검파기와 제안한 검파기는 성능이 거의 같으며, 영 만들기 검파기보다 성능이 좋다는 것을 알 수 있다. 한편, 별자리의 신호수 M 이 커지면 영 만들기 검파기, 가장 비슷함 검파기, 제안한 검파기의 성능은 모두 떨어진다. 그림 5는 $N_T=2$ 이고 $N_R=3$ 인 시스템에서 4진 위상편이변조, 8진 위 상편이변조, 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 영 만들기 검파기, 가장 비슷함 검파기, 제안한 검파기의 성능 특성을 보여 준다. 이 결과에서도 그림 4에서 보았던 것과 비슷한 특성을 볼 수 있다. 그림 4와 5에서 수신 안테나 수가 늘어날수록 영 만들기 검파기와 가장 비슷함 검파기의 성능 차이는 줄어들고, 영 만들기 검파기와 제안한 검파기의 성능 차이도 줄어들었다는 것을 알 수 있다.

그림 6에 $N_T=2, 4$ 이고 $N_R=4$ 인 시스템에서, 4진 위상편이변조하여 신호를 보낼 때, 영 만들기

검파기, 가장 비슷한 검파기, 제안한 검파기의 블록 오류율 성능 특성을 보였다. 송신 안테나 수가 많아지면 영 만들기 검파기, 가장 비슷한 검파기, 제안한 검파기의 성능은 모두 떨어진다.

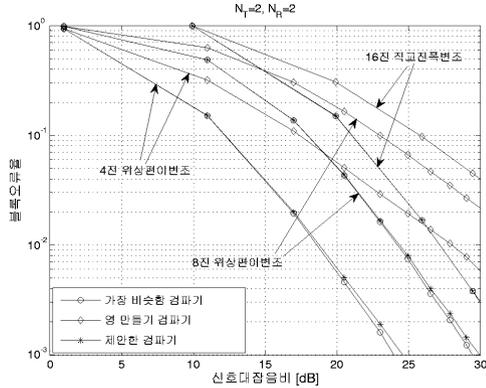


그림 4. $N_T=2, N_R=2$ 인 시스템에서 4진 위상편이변조, 8진 위상편이변조, 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 세 검파기의 성능 특성

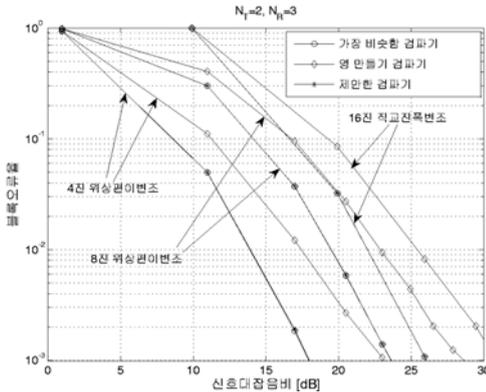


그림 5. $N_T=2, N_R=3$ 인 시스템에서 4진 위상편이변조, 8진 위상편이변조, 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 세 검파기의 성능 특성

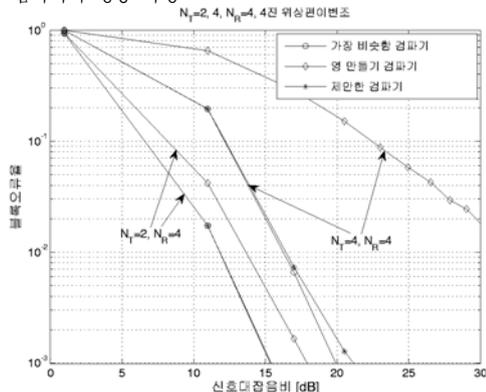


그림 6. $N_T=2, 4$ 이고 $N_R=4$ 인 시스템에서, 4진 위상편이변조하여 신호를 보낼 때, 세 검파기의 성능 특성

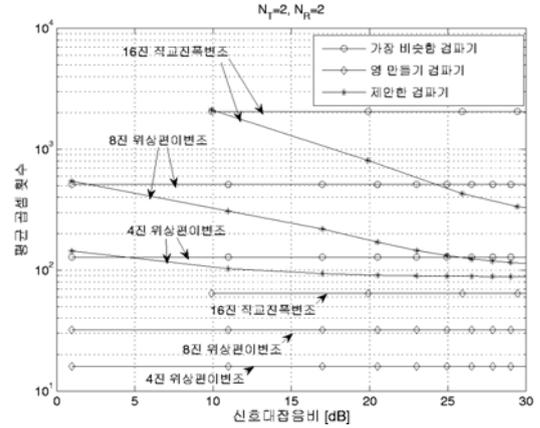


그림 7. $N_T=2, N_R=2$ 인 시스템에서 4진 위상편이변조, 8진 위상편이변조, 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 세 검파기의 평균 곱셈 횟수

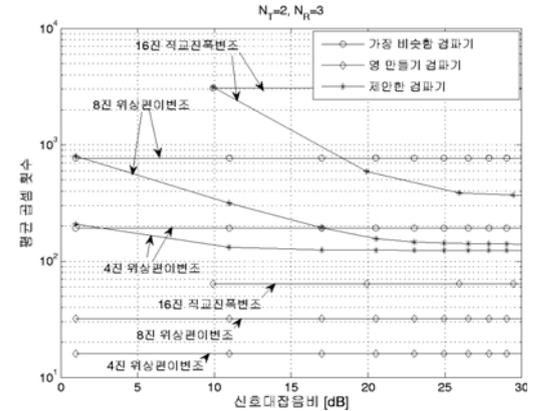


그림 8. $N_T=2, N_R=3$ 인 시스템에서 4진 위상편이변조, 8진 위상편이변조, 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 세 검파기의 평균 곱셈 횟수

그림 7은 $N_T=2$ 이고 $N_R=2$ 인 시스템에서, 4진 위상편이변조, 8진 위상편이변조, 16진 직교진폭변조하여 신호를 보낼 때, 영 만들기 검파기, 가장 비슷한 검파기, 제안한 검파기의 평균 곱셈 횟수를 각각 보인다. 신호대잡음비가 높을 때, 영 만들기 검파기 와 제안한 검파기는 가장 비슷한 검파기보다 평균 곱셈 횟수가 작으며, 별자리의 신호수 M 이 커질수록 그 차이는 커진다.

그림 8은 그림 7에서 수신 안테나 수를 3으로 늘렸을 때, 영 만들기 검파기, 가장 비슷한 검파기, 제안한 검파기의 평균 곱셈 횟수를 보인다. 여기서도 그림 7에서 보았던 것과 비슷한 결과를 볼 수 있다. 그림 7과 8에서 영 만들기 검파기의 평균 곱셈 횟수는 수신 안테나 수가 늘더라도 바뀌지 않지만 가장 비슷한 검파기와 제안한 검파기의 곱셈 횟

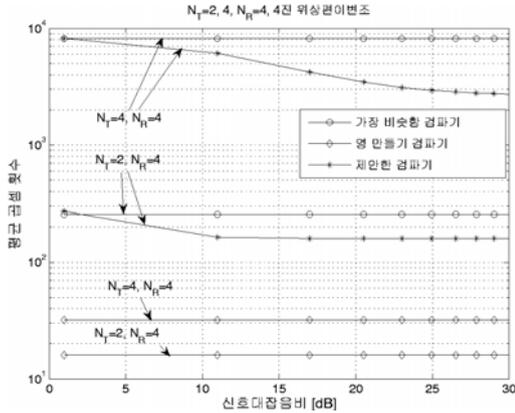


그림 9. $N_T=2, 4$ 이고 $N_R=4$ 인 시스템에서, 4진 위상변조 이변조하여 신호를 보낼 때, 세 검파기의 평균 곱셈 횟수

수는 수신 안테나 수가 늘어날수록 더 많아진다는 것을 알 수 있다. 또한, 신호대잡음비가 높을 때, 가장 비슷함 검파기는 제안한 검파기보다 평균 곱셈 횟수가 훨씬 많으며, 수신 안테나 수가 늘어날수록 그 차이는 더욱 커진다. 그림 9는 신호대잡음비가 높을 때, 영 만들기 검파기와 제안한 검파기가 가장 비슷함 검파기보다 평균 곱셈 횟수가 매우 작으며, 송신 안테나 수가 늘어나면 그 차이도 더욱 커짐을 보여준다.

V. 맺음말

이 논문에서는 여러 입력 여러 출력 시스템에서 가장 비슷함 검파기의 복잡도를 줄이고자 새로운 검파 기법을 제안하였고, 이를 바탕으로 제안한 검파기의 결정 영역을 얻었다. 아울러, 변조 기법과 안테나 수를 바꾸어가며, 영 만들기 검파기, 가장 비슷함 검파기, 제안한 검파기의 블록오류를 성능과 평균 곱셈 횟수를 몬테카를로 모의실험으로 얻어 건주어 보았다.

제안한 기법은 신호대잡음비가 높을 때 더욱 효과적임을 보였다. 신호대잡음비가 높을 때 제안한 검파기는 가장 비슷함 검파기보다 복잡도가 덜하고 성능은 거의 같음도 보였다.

참 고 문 헌

[1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multiple antennas," *Bell Labs. Tech. J.*, vol. 1, pp. 41-59, Autumn 1996.

[2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Comm.*, vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998.

[3] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[4] 임연주, 민범석, 박상규, "다중경로 환경을 위한 새로운 송신 안테나 선택 기법", *한국통신학회 논문지*, 제29권, 607-613쪽, 2004년 6월.

[5] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture," *IEE Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 14-15, Jan. 1999.

[6] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-blast: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *Proc. IEEE ISSSE '98, Pisa, Italy*, pp. 295-300, Sep. 1998.

[7] 황인태, 노상민, 나현식, 정옥현, 권성태, 홍대식, 강창연, "MIMO 멀티플렉싱 시스템에서 선택적 전송 다이버시티를 적용한 적응변조 및 부호화 기법의 성능", *한국통신학회 논문지*, 제27권, 925-934쪽, 2002년 10월.

[8] S. Loyka and F. Gagnon, "Performance Analysis of the V-BLAST Algorithm: An analytical approach," *IEEE Tr. Wireless comm.*, vol. 3, pp. 1326-1337, July 2004.

[9] B. Hassibi, "An efficient square-root algorithm for BLAST," *Proc. IEEE ICASSP, Istanbul, Turkey*, pp. 737-740, June 2000.

[10] O. M. Damen, K. Abed-Meraim, and S. Burykh, "Iterative QR detection for BLAST," *Wireless Person. Comm.*, vol. 19, pp. 179-191, Dec. 2001.

[11] 박철훈, 송익호, 남동경, *확률과정, 성능출판사*, 2004.

[12] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, Johns Hopkins University Press, 1999.

오 종 호 (Jongho Oh)

준회원



2004년 2월 한국과학기술원 전자
전산학과(공학사)
2005년 8월 한국과학기술원 전자
전산학과(공학석사)
2005년 9월~현재 한국과학기술
원 전자전산학과 박사과정
<관심분야> 전자공학, 통신공학,
검파와 추정

박 주 호 (Juho Park)

준회원



2006년 2월 한국과학기술원 전자
전산학과(공학사)
2006년 3월~현재 한국과학기술
원 전자전산학과 석사과정
<관심분야> 이동통신, 정보이론

안 태 훈 (Taehun An)

준회원



2006년 2월 성균관대학교 정보통신
공학부(공학사)
2006년 3월~현재 한국과학기술
원 전자전산학과 석사과정
<관심분야> 이동통신, 검파와 추정

박 소 령 (So Ryoung Park)

정회원



1997년 2월 연세대학교 전자공학
과(공학사)
1999년 2월 한국과학기술원 전기
및전자공학과(공학석사)
2002년 2월 한국과학기술원 전자
전산학과(공학박사)
2003년 3월 가톨릭대학교 정보통신
전자공학부 전임강사

2005년 4월 가톨릭대학교 정보통신전자공학부 조교수
<관심분야> 이동통신, 다중접속, 통계학적 신호처리

송 익 호 (Iickho Song)

종신회원



1982년 2월, 1984년 2월: 서울대
학교 전자공학과(공학사 (준최
우등), 공학석사)
1985년 8월, 1987년 5월: 펜실베
니아대학교 전기공학과
(공학석사, 공학박사)
1987년 3월~1988년 2월: 벨 통신

연구소 연구원

1988년 3월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 조교
수, 부교수, 교수

1995년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원

한국통신학회 학술상 (1991, 1996),

LG 학술상 (1998), 모토로라 학술상 (2000)

한국음향학회 우수연구상 (1993)

대한전자공학회 해동논문상 (1999)

한국과학기술한림원 젊은 과학자상 (2000)

대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평생회
원, IET 석학회원, IEEE 준석학회원

<관심분야> 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파
와 추정, 이동통신