

다중 안테나 시스템에서 연 간섭 제거를 이용한 저 복잡도 MMSE 신호 검출 방법

Simplified MMSE Detection with SoIC for Iterative Receivers in Multiple Antenna Systems

김종경*, 서종수*

Jong-Kyung Kim*, Jong-Soo Seo*

요 약

본 논문은 다중 안테나 시스템에서 연 간섭 제거(SoIC)를 이용한 저 복잡도 최소 평균 제곱 에러(MMSE) 신호 검파 방식을 제안한다. 제안하는 검파 방식은 다중 안테나로부터 송신된 서로 다른 정보 신호를 낮은 복잡도로 검파하기 위하여 복호기와 검파기의 터보 반복 과정에서 검파기의 필터 계수 계산 시 역행렬 연산이 필요한 행렬에 간단한 역행렬 정리를 적용하여 검파 필터의 계수를 구함으로써 반복 수신 당 한번의 역행렬 연산으로 기존의 MMSE 검파 방식과 동일한 필터 계수를 얻을 수 있도록 한다. 또한 일정한 신호 전력을 갖는 변조 방식을 사용하는 시스템의 경우 검파 성능에 영향을 주는 가장 큰 간섭 신호만을 선택하여 제안 방식을 적용함으로써 더욱 낮은 복잡도로 검파기의 필터 계수를 구할 수 있도록 한다. 전산 모의실험을 통하여 제안 방식의 검파 성능을 기존 검파 방식과 비교함으로써 제안하는 검파 방식이 반복 수신기를 사용하는 다중 안테나 시스템에 효과적으로 사용될 수 있음을 보인다.

Abstract

Simplified minimum mean square error (MMSE) detection technique combined with soft interference cancellation(SoIC) is proposed for iterative receivers in multiple antenna systems. To avoid repeated matrix inversions required to obtain the MMSE filter coefficients during the iteration between the soft detector and decoder, simplified matrix inversion techniques are applied to calculate the filter coefficient matrix. Simulation results show that the proposed MMSE detections with SoIC indicate a comparable or slightly degraded detection performance while achieving a significantly reduced complexity as compared to the conventional MMSE detection with SoIC.

Key words : Multiple Antenna Systems, Simplified MMSE Detection

I. 서 론

다중 입력 다중 출력-공간 다중화(Multiple Input

Multiple Output-Spatial Multiplexing: MIMO-SM) 시스템은 서로 다른 정보 신호를 여러 개의 송신 안테나를 통하여 동시에 전송함으로써 기존의 단일 안테나

* 연세대학교 전기 전자 공학과 디지털 전송 연구실
· 제1저자 (First Author) : 김종경
· 투고 일자 : 2009년 4월 21일
· 심사(수정)일자 : 2009년 5월 6일(2009년 6월 24일)
· 게재일자 : 2009년 6월 30일

시스템에 비해 더 높은 채널 용량을 제공 할 수 있다. 다중 안테나 시스템에서 여러 개의 송신 안테나로부터 전송되는 독립적인 신호를 효과적으로 수신하기 위하여 복호기와 검출기 사이에 터보 원리를 적용한 반복 수신 방식은 최적에 가까운 성능을 제공하는 것으로 알려져 있다[1]. 반복 수신기에 사용되는 다양한 신호 검파 방식 중 MAP (Maximum A Posteriori Probability) 검파 방식은 최적의 검파 성능을 보이지만 송신 안테나 수 및 전송 신호 당 데이터 비트 수에 따라 복잡도가 급격하게 증가하게 된다. 이러한 복잡도 문제를 해결하기 위하여 연 간섭 제거 (Soft Interference Cancellation: SoIC)와 최소 평균 제곱 에러(Minimum Mean Square Error: MMSE)를 이용한 다양한 신호 검파 방식이 연구되었다[2]-[5]. 이러한 연 간섭 제거를 이용한 MMSE 신호 검파 방식은 기존의 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 상당히 낮은 복잡도를 보이거나 복호기와 검파기 사이에 반복적으로 정보 교환이 이루어지는 터보 반복 과정 마다 수신 안테나 수의 크기를 갖는 정방 행렬의 역행렬을 구해야 하기 때문에 반복 신호 수신기에서는 여전히 높은 복잡도가 요구된다. 본 논문에서는 이러한 터보 반복 과정에서 필요한 역행렬 연산 횟수를 줄임으로써 기존의 연 간섭 제거를 이용한 MMSE 신호 검파 방식의 복잡도를 낮출 수 있는 방법을 제안한다. 제안하는 검파 방식에서는 복호기와 검파기 사이의 정보 교환 시 반복적으로 요구되는 MMSE 검파 필터의 역행렬 계산을 피하기 위하여 간단한 역행렬 정리를 이용하여 기존 방식과 동일한 필터 계수를 생성한다. 또한 동일한 신호 전력을 갖는 변조 방식을 사용하는 시스템의 경우 제안 방식을 확장하여 복잡도를 더욱 낮출 수 있는 방법을 제안한다. 전산 모의 실험을 통하여 제안하는 연 간섭 제거를 이용한 MMSE 신호 검파 방식이 매우 낮은 복잡도로 기존의 MMSE 검파 방식과 비교하여 두 개의 송신 안테나를 사용하는 시스템에서는 동일한 성능을, 세 개 이상의 안테나수를 사용하는 시스템에서는 약간의 성능 열화만을 나타내는 것을 보인다.

본 논문에서 A^T , A^\dagger , A^{-1} 는 각각 행렬 A 의 전치행렬, 복소 전치 행렬, 역행렬을 나타내며 I_M 은 크기가 M 인 단위 행렬을, i_m 은 I_M 의 m 번째 행 벡터

를 나타낸다. 또 $E[\cdot]$ 은 평균을 의미한다.

II. 다중 안테나 공간 다중화 시스템에서 연 간섭 제거를 이용한 MMSE 검파 방식

그림 1은 M 개의 송신 안테나와 N 개의 수신 안테나를 갖는 다중 안테나 시스템의 송수신단 블록도를 나타낸다.

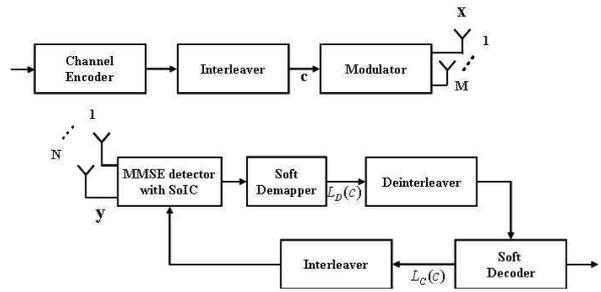


그림 1. M 개의 송신 안테나와 N 개의 수신 안테나를 갖는 공간 다중화 다중 안테나 시스템의 송수신단 블록도.

Fig. 2. A block diagram of transmitter and receiver structure of coded MIMO-SM system with M transmit and N receiver antennas.

송신단에서 데이터 비트 신호는 채널 부호화기를 통하여 부호화 된 후 인터리빙 된다. Ω 를 변조에 사용되는 성상도 집합이라고 할 때 전체 부호화된 데이터 비트 중 $M \log_2 |\Omega|$ 비트는 각각 M 개의 송신 신호로 변조되어 M 개의 안테나를 통하여 동시에 전송된다. m 번째 송신 안테나로부터 전송되는 심볼 x_m 이 통과하는 $N \times 1$ 채널 벡터를 h_m 이라고 하자. 전체 송신 신호 벡터를 $x = [x_1 x_2 \dots x_M]^T$ 이라고 하면 수신 신호 $y = [y_1 y_2 \dots y_M]^T$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y = Hx + w = h_1x_1 + h_2x_2 + \dots + h_Mx_M \quad (1)$$

여기서 w 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 독립 동일 분포 (independent and identically distributed) 복소 가

우시안 잡음을, $H = [h_1 h_2 \cdots h_M]$ 는 $N \times M$ 채널 행렬을 나타낸다. 본 논문에서 M 개의 송신 안테나에서 전송되는 송신 심볼의 전력 σ_x^2 는 각각 동일하며 ($E[xx^\dagger] = \sigma_x^2 I_M$) 수신단에서는 채널 H 를 알고 있다고 가정한다.

반복 수신기에서 각각의 검파기와 복호화기는 각 부호화 비트에 대한 LLR(Log-Likelihood Ratio) 값을 서로 교환하며 갱신한다. x_m 의 i 번째 부호화 데이터 비트를 $c_{m,i}$ 라고 할 때($m = 1, 2, \cdots M, i = 1, 2, \cdots \log_2|\Omega|$), 검파기와 채널 복호기의 q 번째 반복 과정에서 검파기는 $c_{m,i}$ 에 대한 LLR값을 다음과 같이 생성한다.

$$L_D^{(q)}(c_{m,i}) = \Lambda^{(q)}(c_{m,i}) - L_C^{(q)}(c_{m,i}) \quad (2)$$

여기서 $\Lambda^{(q)}(c_{m,i}) = \log \frac{\Pr[c_{m,i} = 1|y]}{\Pr[c_{m,i} = 0|y]}$ 는

사후 확률에 대한 로그 비율(Log ratio of A Posteriori Probability: LAPP)을, $L_C^{(q)}(c_{m,i})$ 는 사전 확률에 대한 로그 비율(Log ratio of A PRioriori Probability: LAPRP)을 나타내며 $L_C^{(q)}(c_{m,i})$ 는 연판정 복호기에서 $L_C^{(q)}(c_{m,i}) = \log \frac{\Pr[c_{m,i} = 1]}{\Pr[c_{m,i} = 0]}$ 와 같이 계산된다.

연 간섭 제거를 이용한 기존의 MMSE 검파 방식 [2]-[5]에서는 m 번째 안테나로부터 송신된 신호 x_m 을 검파하기 위하여 먼저 다른 안테나로부터 들어온 간섭 신호를 제거 한 후 MMSE 필터를 적용한다. x_k^l ($l = 1, 2, \cdots, \log_2|\Omega|$)을 k 번째 안테나로부터 송신되는 변조 심볼 x_k 의 l 번째 비트라고 하면 심볼 x_k 의 발생확률은 $(q - 1)$ 반복 과정에서 연판정 복호기에서 생성된 LAPRP 값 $L_C^{(q-1)}(c_{k,i})$ 을 이용하여 $\Pr[x_k] = \prod_{l=1}^{\log_2|\Omega|} \frac{\exp(x_k^l \cdot L_C^{(q-1)}(c_{k,l}))}{1 + \exp(L_C^{(q-1)}(c_{k,l}))}$ 와 같이 구할 수 있으며 이를 이용하면 q 번째 터보 반복 과정에서 신호 x_m 검파 시 k 번째 안테나로부터 송신된 신호 x_k 에 의한 간섭 신호는 $\tilde{x}_k^{(q)} = E[x_k] = \sum_{x_k \in \Omega} x_k \Pr[x_k]$ 으로 구할 수 있다. 따라서, 다른 안

테나로부터 x_m 에 영향을 주는 간섭 신호들은 벡터 $\overline{x^{(q)}} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \cdots \tilde{x}_{m-1} \tilde{x}_{m+1} \cdots \tilde{x}_M]^T$ 으로, 간섭 신호 성분이 겪는 채널 행렬은 H 에서 m 번째 행을 제외한 행렬 $H_m = [h_1 h_2 \cdots h_{m-1} h_{m+1} \cdots h_M]$ 으로 나타낼 수 있으므로 수신된 신호로부터 다른 안테나로부터 발생한 간섭 신호를 제거한 신호는 $r_m^{(q)} = y - H_m \overline{x^{(q)}}$ 와 같이 나타낼 수 있다. 이 후 신호 $r_m^{(q)}$ 에 남아있는 간섭 성분을 제거하기 위하여 선형 MMSE 검파 필터를 $r_m^{(q)}$ 에 적용하면 필터 출력 $z_m^{(q)} = g_m^{(q)\dagger} r_m^{(q)}$ 을 얻을 수 있으며 여기서 필터 계수 $g_m^{(q)}$ 는 송신 신호 x_m 과 필터 출력 $z_m^{(q)}$ 의 평균 제곱 에러 $|x_m - z_m^{(q)}|^2$ 을 최소화 하도록 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$g_m^{(q)} = E[r_m^{(q)} r_m^{(q)\dagger}]^{-1} E[x_m r_m^{(q)\dagger}] = (H C_m^{(q)} H^\dagger + \sigma^2 I_N)^{-1} \cdot E[x_m x_m^*] h_m \quad (3)$$

여기서 $C_m^{(q)}$ 은 m 번째 대각 요소가 σ_x^2 이고 k ($k \neq m$)번째 대각 요소가 $\text{var}[x_k] = E[x_k x_k^*] - \tilde{x}_k^{(q)2}$ 인 $M \times M$ 에러 상호 분산 행렬을 나타낸다. 식 (3)에서 PSK(Phase Shift Keying) 또는 FSK(Frequency Shift Keying)와 같이 변조 신호의 전력이 일정한 변조 방식을 사용하는 경우 $E[x_m x_m^*] = \sigma_x^2$ 이므로 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$g_m^{(q)} = (H_m Q_m^{(q)} H_m + \sigma_x^2 h_m h_m^\dagger + \sigma^2 I_N)^{-1} \cdot \sigma_x^2 h_m \quad (4)$$

여기서, $Q_m^{(q)}$ 는 $C_m^{(q)}$ 에서 m 번째 행과 열을 각각 제거한 행렬을 나타낸다.

MMSE 필터 출력 $z_m^{(q)}$ 는 복소 가우시안 랜덤 변수의 확률 분포를 가지므로[6], $z_m^{(q)} = \alpha x_m + \eta_m$ 과 같이 크기 $\alpha = g_m^{(q)\dagger} h_m$ 를 갖는 x_m 과 평균 0, 분산이 $\sigma_\alpha^2 = \sigma_x^2 (\alpha - \alpha^2)$ 을 갖는 복소 가우시안 랜덤 변수 η_m 의 합으로 나타낼 수 있다[3]. 따라서 $c_{m,i}$ 의 LAPP 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$A^{(\sigma)}(c_{m,i}) = \log \frac{\sum_{x_m \in \Omega_1} \exp\left(-\frac{|z_m^{(g)} - \alpha x_m|^2}{\sigma_\alpha^2}\right) \Pr[x_m]}{\sum_{x_m \in \Omega_0} \exp\left(-\frac{|z_m^{(g)} - \alpha x_m|^2}{\sigma_\alpha^2}\right) \Pr[x_m]} \quad (5)$$

여기서, $\Omega_l (l = 0, 1)$ 은 $c_{m,i}$ 에 해당하는 부호화 비트가 l 인 송신 신호 x 의 모든 가능한 조합을 나타내는 집합이다. 식 (3), (4)에서 $C_m^{(q)}$ 또는 $Q_m^{(q)}$ 는 각 터보 반복 과정마다 복호기에서 생성된 LAPRP 값에 의하여 새롭게 갱신 되므로 각 반복 과정마다 각각의 송신 심볼 x_m 에 대하여 역행렬 변환이 $g_m^{(q)}$ 계산 시 요구된다.

III. 제안하는 연간섭 제거를 이용한 MMSE 신호 검파 기법

q 번째 터보 반복 과정에서 $v_m^{(q)} = h_m \tilde{x}_m^{(q)}$ 를 m 번째 송신 안테나로부터 수신되는 신호, $D^{(q)}$ 를 $k (k = 1, 2, \dots, M)$ 번째 요소가 $\text{var}[x_k]$ 인 $M \times M$ 대각 분산 행렬이라고 하면 (3)의 $C_m^{(q)}$ 는 $C_m^{(q)} = D^{(q)} + |\tilde{x}_m^{(q)}|^2 i_m i_m^\dagger$ 으로 표현할 수 있으므로 MMSE 검파 필터 계수는 $g_m^{(q)} = (HD^{(q)}H + \sigma^2 I_N + v_m^{(q)} v_m^{(q)\dagger})^{-1} \cdot E[x_m x_m^*] h_m$ 와 같이 나타 낼 수 있다. 여기에 Sherman-Morrison-Woodbury 정리[7]를 적용하면 $g_m^{(q)}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$g_m^{(q)} = (T^{(q)})^{-1} + \frac{1}{\beta_m^{(q)}} u_m^{(q)} u_m^{(q)\dagger} E[x_m x_m^*] h_m$$

여기서, $T^{(q)} = HD^{(q)}H^\dagger + \sigma^2 I_N$

$$u_m^{(q)} = T^{(q)-1} v_m^{(q)}$$

$$\beta_m^{(q)} = 1 - v_m^{(q)\dagger} u_m^{(q)}. \quad (6)$$

(6)에서 $D^{(q)}$ 는 복호기의 연판정 값에 의해 갱신되며 $T^{(q)}$ 의 역행렬 변환이 MMSE 검파 필터 계수

계산시 이용된다. 따라서 전송 신호 벡터 x 를 검파하기 위해서는 각 터보 반복 당 한번의 $N \times N$ 역행렬 연산이 필요하게 되어 기존의 MMSE 검파기와 동일한 필터 계수를 구하는 데 필요한 연산량을 줄일 수 있다.

동일한 신호 전력을 갖는 변조 방식을 사용할 경우 제안 방식을 적용하면 검출기의 복잡도를 더욱 감소시킬 수 있다. 필터 계수 연산식 (4)에서 요구되는 반복 역행렬 연산을 피하기 위하여 (4)의 역행렬 연산 부분을 채널 행렬과 잡음 부분, 그리고 다른 안테나로부터 들어오는 간섭 신호의 두 부분으로 분리할 수 있다. q 번째 터보 반복, x_m 검파 과정에서 $v_k^{(q)}$ ($k = 1, 2, \dots, M, k \neq m$)를 송신 안테나 k 에서 전송된 신호에 의한 간섭 신호로 보면 전체 간섭 신호는 $\sum_{k=1, k \neq m}^M v_k^{(q)} v_k^{(q)\dagger}$ 와 같이 나타낼 수 있으므로 약간의 행렬 연산을 통하여 (4)는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$g_m^{(q)} = (\sigma_x^2 H H^\dagger + \sigma^2 I_N - \sum_{k=1, k \neq m}^M v_k^{(q)} v_k^{(q)\dagger})^{-1} \cdot \sigma_x^2 h_m \quad (7)$$

MMSE 신호 검파시 성능에 가장 큰 영향을 미치는 간섭 신호는 x_m 과 가장 큰 상관값을 갖는 신호 성분이므로[8], 제안 방식에서는 전체 간섭 신호

$\sum_{k=1, k \neq m}^M v_k^{(q)} v_k^{(q)\dagger}$ 를 고려하는 대신 다음과 같이 x_m 과 가장 큰 상관값을 갖는 간섭 신호 성분 $\overline{v_m^{(q)}}$ 만을 선택하고,

$$\overline{v_m^{(q)}} = \arg \max_{v_k^{(q)}, k \neq m} v_m^{(q)\dagger} v_k^{(q)} \quad (8)$$

Sherman-Morrison-Woodbury 정리를 적용하여 MMSE 검파기의 필터 계수를 다음과 같이 계산한다.

$$g_m^{(q)} = (T^{-1} + \frac{1}{\beta_m^{(q)}} u_m^{(q)} u_m^{(q)\dagger}) \cdot \sigma_x^2 h_m \quad (9)$$

여기서, $T = \sigma_x^2 H H^\dagger + \sigma^2 I_N$

$$u_m^{(q)} = T^{-1} \overline{v_m^{(q)}}$$

$$\beta_m^{(q)} = 1 - \overline{v_m^{(q)\dagger} u_m^{(q)}}.$$

(9)에서는 $\overline{x^{(q)}}$ 가 복호기 LAPRP 값에 의해 갱신되고 $\overline{v_m^{(q)}}$ 가 선택된 후 뒤 후 MMSE 검파기의 필터 계수 $g_m^{(q)}$ 를 계산한다. 여기서 $T = \sigma_x^2 H H^\dagger + \sigma^2 I_N$ 는 반복 과정 q 및 검파 심볼 x_m 에 관계없이 고정된 값이므로 T^{-1} 을 구하기 위한 한번의 역행렬 연산으로 신호 벡터 x 를 검파 할 수 있다. 하지만 전체 간섭 신호 성분 $\sum_{k=1, k \neq m}^M v_k^{(q)} v_k^{(q)\dagger}$ 대신 검파 성능에 가장 큰 영향을 주는 하나의 간섭 신호만을 선택하여 필터 계수를 계산하기 때문에 기존 MMSE 검파 방식 (3) 또는 (4)와 비교하여 안테나 수가 세 개 이상일 경우 약간의 성능 열화를 보인다. 송신 안테나 수가 두 개인 경우 $\sum_{k=1, k \neq m}^2 v_k^{(q)} v_k^{(q)\dagger} = \overline{v_m^{(q)}}$ 이므로 제안 검파 방식 (9)는 기존 검파 방식 (3) 또는 (4)와 동일한 검파 성능을 보인다.

IV. 제안 MMSE 검파 방식의 복잡도 비교

연간섭 제거를 이용한 MMSE 검파 방식의 복잡도는 대부분 필터 계수 $g_m^{(q)}$ 연산 시 요구되는 역행렬 연산 과정에 의해서 결정된다[5]. 검파기와 복호기 사이의 최대 터보 반복 횟수를 q_{MAX} 라 할 때 $N \times N$ 정방 행렬의 역행렬 연산 시 요구되는 복잡도가 $O(N^3)$ 이고 기존 MMSE 검파 방식 (3)과 (4)는 각 터보 반복 과정마다 모든 송신 신호에 대하여 역행렬 연산, 즉 M 번의 역행렬 연산이 필요하므로 $O(M q_{MAX} N^3)$ 의 복잡도를 나타낸다. 제안하는 MMSE 검파 방식 (6)은 각 반복 과정마다 한번의 역

행렬 연산이 필요하므로 $O(q_{MAX} N^3)$ 의 복잡도를, (9)의 경우 반복 과정에 상관없이 한번의 역행렬 연산이 필요하므로 $O(N^3)$ 의 복잡도를 나타낸다. 따라서 송신단 안테나 수가 각각 4개이고 최대 4회의 터보 반복 횟수를 갖는 다중 안테나 시스템의 경우 제안하는 검파 방식 (6)과 (9)는 기존 MMSE 검파 방식과 비교하여 약 25%, 6.25%의 연산량만으로 송신 신호를 검파 할 수 있다.

또한 최초 터보 반복 과정에서는 복호기로부터 LAPRP 값이 존재하지 않으므로 $(L_C^{(q)}(c_{m,i}) = 0)$ 연 간섭 제거를 이용한 기존의 MMSE 검파 방식 (3)과 제안하는 MMSE 검파 방식 (6), (9)는 모두 다음과 같이 반복 수신을 사용하지 않는 MMSE 검파 방식과 같은 필터 계수를 구하게 된다.

$$g_m = (\sigma_x^2 H H^\dagger + \sigma^2 I_N)^{-1} \cdot \sigma_x^2 h_m \quad (10)$$

V. 전산 모의 실험

제안하는 연 간섭 제거를 이용한 MMSE 검파 방식의 성능을 보이기 위하여 신호 대 잡음비(Signal to Noise Ratio: SNR)에 따른 프레임 에러 확률(Frame Error Rate: FER)을 전산 모의 실험 하고 이를 최적 MAP 검파 방식, 기존의 연간섭 제거를 이용한 MMSE 검파 방식 (3), 반복 수신 과정을 사용하지 않는 MMSE 검파 방식 (10)과 비교하였다. 변조 방식은 QPSK, 8PSK를 사용하였으며 채널 부호화는 데이터 프레임의 길이가 576이고 코드율 1/2인 B-LDPC(Block-Low Density Parity Check) 코드를 사용하였다[9]. 채널 환경은 독립 복소 가우시안(레이리) 채널을 가정하였으며 수신단에서 검파기와 복호기 사이의 최대 터보 반복 횟수 q_{MAX} 는 4회로 설정하였다. 전산 모의 실험 결과에서 제안하는 검파 방식 (6)은 필터 계수 계산 시 역행렬 연산 횟수를 줄이며 (3)과 동일한 필터 계수를 생성하므로 (6)과 (3)은 동일한 검파 성능을 나타낸다.

그림 2는 두 개의 송신 안테나를 사용하는 시스템에서의 제안 검파 방식 (6)과 (9)의 FER 성능을 나타

낸다. 제안 방식 (6)과 (9)는 모두 기존의 MMSE 방식과 동일한 성능을 나타내며 최적 MAP 검파 방식과 비교하여 약 0.2dB 미만의 성능 열화를 보이는 것을 확인 할 수 있다. 제안 검파 방식 (9)는 세 개 이상의 송신 안테나는 사용할 경우 검파 성능에 가장 큰 영향을 미치는 하나의 간섭 신호만을 선택하여 사용하므로 기존 MMSE 검파 방식과 비교하여 약간의 성능 열화를 보이게 되며 이는 그림 3과 4에서 확인 할 수 있다.

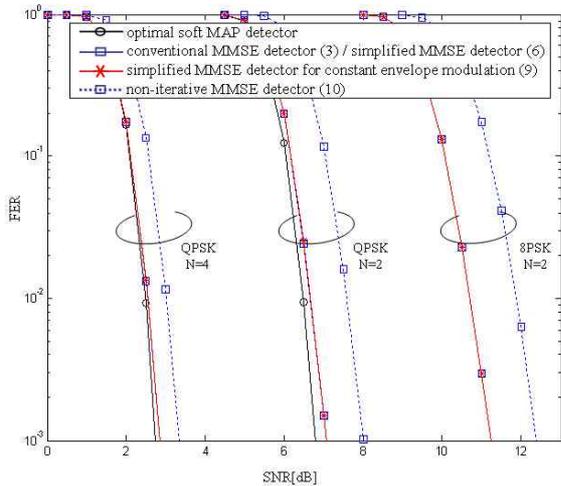


그림 2. 두개의 송신 안테나와 N개의 수신 안테나를 갖는 MIMO-SM 시스템에서 수신 SNR에 따른 FER 성능
Fig. 2. Frame error rate (FER) of various detection schemes employing two transmit ($M = 2$) and N receive antennas.

그림 3과 4는 각각 네 개와 여덟 개의 송신 안테나를 사용하는 시스템에서의 SNR에 따른 FER 성능을 나타낸다. 송신 안테나의 수가 네 개, 여덟 개인 경우 제안하는 방식 (9)는 FER=10⁻³에서 각각 0.3dB, 0.5dB 미만의 성능 열화를 보이는 것을 확인 할 수 있다. 또한 제안 검파 방식 (9)는 반복 수신을 사용하지 않는 기존 MMSE 검파 방식 (10)과 비교하여 동일한 한번의 역행렬 연산으로 향상된 검파 성능을 보이는 것을 확인 할 수 있다. 또한 그림 3과 4의 결과로부터 수신 안테나 수 N 이 증가할 수록 다른 안테나로부터의 간섭 신호들의 합이 서로 상쇄되어 제안 검파 방식 (9)와 기존 검파 방식 (3) 또는 (4)와의 성능 차이가 감소하는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 송수신 안테나 수가 증가 할수록 제안 MMSE 검파 방식

(9)와 기존 MMSE 검파 방식의 성능 차이는 더욱 감소할 것을 예상할 수 있다.

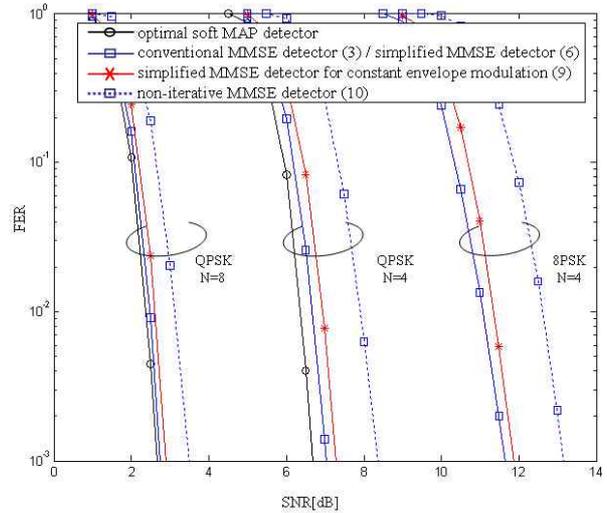


그림 3. 네 개의 송신 안테나와 N개의 수신 안테나를 갖는 MIMO-SM 시스템에서 수신 SNR에 따른 FER 성능
Fig. 3. Frame error rate (FER) of various detection schemes employing two transmit ($M = 4$) and N receive antennas.

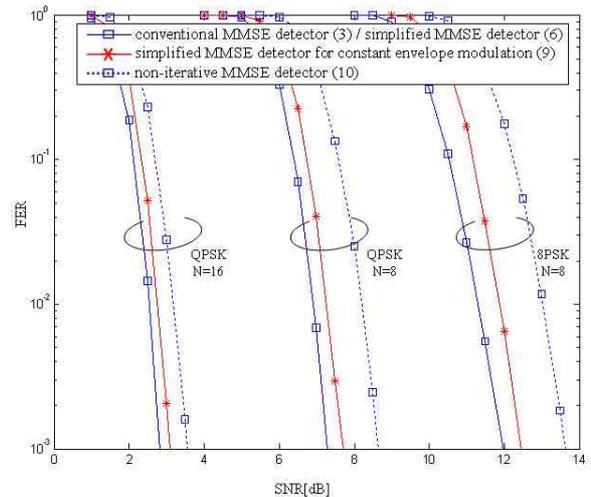


그림 4. 여덟 개의 송신 안테나와 N개의 수신 안테나를 갖는 MIMO-SM 시스템에서 수신 SNR에 따른 FER 성능
Fig. 4. Frame error rate (FER) of various detection schemes employing two transmit ($M = 8$) and N receive antennas.

이상의 전산 모의 실험 결과로부터 제안하는 검파 방식은 송수신 안테나 수가 각각 2개일 경우 기존 검파 방식 [2]-[5]와 비교하여 12.5%의 연산량으로 동일한 검파 성능을, 송수신 안테나 수가 4개 이상일 경

우 약 3%~25%의 연산량으로 기존 검파 방식과 동일하거나 유사한 검파 성능을 보이는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 제안하는 검파 방식은 검파 성능과 복잡도를 동시에 고려하는 다중 안테나 시스템에서 효과적으로 사용할 수 있으며 특히 송수신 안테나 수가 많은 시스템에서 더욱 효율적으로 이용될 수 있음을 확인 할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 다중 안테나 시스템에서 연 간섭 제거를 이용한 저 복잡도 MMSE 신호 검파 방식을 제안하였다. 제안하는 검파 방식은 다중 안테나로부터 송신된 서로 다른 정보 신호를 낮은 복잡도로 검파하기 위하여 검파기의 필터 계수 계산 시 역행렬 연산이 필요한 행렬에 Sherman-Morrison-Woodbury 정리를 적용하여 MMSE 검파 필터의 계수를 구함으로써 낮은 복잡도로 기존의 검파 방식과 동일한 필터 계수를 얻을 수 있도록 하였다. 또한 동일한 신호 전력을 갖는 변조 방식을 사용하는 시스템의 경우 검파 성능에 영향을 주는 가장 큰 간섭 신호만을 선택하고 제안 방식을 적용함으로써 더 낮은 복잡도로 검파기의 필터 계수를 구할 수 있도록 하였다. 전산 모의 실험을 통하여 제안하는 검파 방식이 검파 성능과 복잡도를 고려하는 다중 안테나 시스템에서 사용할 수 있으면 특히 송수신 안테나 수가 많은 시스템에 더욱 효과적으로 이용될 수 있음을 보였다.

감사의 글

본 연구는 방송통신위원회 및 정보 통신연구진흥원의 방송통신정책연구센터 운영 지원사업의 연구결과로 수행되었음(IITA-2009-C1091-0901-0007)

참 고 문 헌

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo codes," in *Proc. IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 1064-1070, May 1993.
- [2] M. Sellathurai and S. Haykin, "Turbo-BLAST for wireless communications: Theory and Experiments," *IEEE Trans. Sig. Process.*, vol. 50, no. 10, pp. 2538-2546, Oct. 2002
- [3] X. Wang and H. V. Poor, "Iterative(turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 7, pp. 1046-1061, July 1999.
- [4] A. Tomasoni, M. Ferrari, D. Garri, F. Osnato, and S. Bellini, "A low complexity Turbo MMSE receiver for W-LAN MIMO systems," *In Proc. IEEE International Conference on Communications*, vol. 9, pp. 4119-4124, 2006.
- [5] Jinho Choi, "MIMO-BICM Iterative Receiver With EM Based Channel Estimation and Simplified MMSE Combining With Soft Cancellation," *IEEE Trans. Sig. Process.*, vol. 54, no. 8, pp. 3247-3251, Aug. 2006.
- [6] H. V. Poor and S. Verdu, "Probability of error in MMSE multiuser detection," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 43, no. 3, pp. 858-871, May 1997.
- [7] G. Golub and C. V. Loan, *Matrix Computations*, The Johns Hopkins University Press, 1996.
- [8] H. Artes, D. Seethaler, and F. Hlawatch, "Efficient detection Algorithms for MIMO Channels: A Geometrical Approach to Approximate ML Detection," *IEEE Trans. Sig. Process.*, vol. 51, no. 11, pp. 2808-2820, Nov. 2003.
- [9] IEEE Standards Department, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems*, Feb. 2006

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo codes," in *Proc. IEEE International*

김 종 경 (金鍾京)



2002년 : 연세대학교 전파공학과 졸업

2004년 : 연세대학교 전기전자 공학과 석사 졸업

2004년~현재 : 연세대학교 전기 전자공학과 박사과정

관심분야 : 디지털 이동 방송/통신,

MIMO 시스템, Iterative (Turbo) Equalization / Channel Estimation.

서 종 수 (徐鍾洙)



1975년 : 연세대학교 전자공학과 졸업

1983년 : Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 석사

1998년 : Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 박사

1975년~1981년 : LG정밀 중앙 연구소

구소

1987년~1989년 : IDC, Canada 책임연구원

1990년~1992년 : 삼성종합기술원 정보 시스템 연구소 수석연구원

1992년~1995년 : CAL, Canada 책임 연구원

1995년~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 정교수

관심분야 : 디지털 통신/ 방송 시스템