

주파수 선택적인 MIMO 시스템에서의 스트림간 간섭제거 기법

*박선호 **박정용 ***심병호

고려대학교

*shpark@ipl.korea.ac.kr **jypark@ipl.korea.ac.kr ***bshim@korea.ac.kr

Inter-stream Interference Cancellation for frequency selective MIMO systems

*Park, Sunho **Park, Jungyong ***Shim, Byonghyo

Korea University

요약

본 논문은 주파수 선택적인 MIMO 시스템에서 스트림간의 간섭을 효과적으로 제거하는 기법을 제안한다. 본 논문에서는 계산적으로 복잡도가 높은 리스트 검색 기법 대신에 채널 복호기에서 사용되는 사후 확률(a posteriori probability, APP)을 얻기 위해 반복적으로 스트림간 간섭을 제거하는 선형 이퀄라이저를 사용하였다. 반복회수가 증가할수록 이퀄라이저에 의해 채널은 점차 single input multiple output (SIMO) 형태의 채널에 가까워지고 MIMO 이퀄라이저의 최소평균제곱오차 (MMSE)에 가까워진다. HSPA UMTS standard를 따르는 2×2 MIMO 시스템의 다운링크 통신 모의실험을 통해 제안된 기법이 기존의 수신 기법에 비해 상당한 성능이득을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

1. 서론

반복적인 검출 및 복호화 (IDD) 기법[1]은 사후확률 검출기와 채널 검출기 사이에 정보를 교환함으로써 MIMO 채널 용량에 근접하는 성능을 보여 최근 몇 년간 많은 주목을 받았다. 그러나 이 기법을 포함한 많은 응용 기법들은 OFDM과 같은 협대역 평면 페이딩 (flat-fading) 채널 모델에서는 완벽하게 동작하지만, 이러한 기법들은 주파수 선택적인 채널 응답을 가지는 MIMO 시스템에서는 적합하지 않다. 특히, HSPA를 포함하는 상용화된 CDMA 시스템의 대부분의 채널 응답은 주파수 선택적이기 때문에 [1]에서의 리스트 구 복호기와 같은 MIMO 검출을 기반으로 하는 IDD 기법들은 채널 상황에 따라 변하고 그 크기가 MIMO-OFDM 보다 매우 큰 주파수 선택적 채널로 인하여 계산적으로 부적합하게 된다.

본 논문에서는 주파수 선택적인 채널에서의 반복적인 간섭제거 및 복호화 기법을 제안한다. APP 검출기 대신에 조인트 이퀄라이저 (joint equalizer)와 간섭 제거를 통해 제안된 기법은 IDD의 계산적인 부담을 줄이면서도 기존의 이퀄라이저와 복호기를 이용하는 것보다 상당한 성능이득을 제공한다. 제안된 기법의 핵심 요소는 스트림마다 간섭제거를 통해 SIMO 형태의 이퀄라이징을 한다. 좀 더 상세히 말하자면 스트림간 간섭제거를 통하여, 이퀄라이징을 하는 유효 채널 모델은 SIMO 채널에 가까워지고 이퀄라이저를 간단히 조절하여 수신기의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 2×2 MIMO 통신을 사용하는 HSPA UMTS 다운링크 통신의 모의실험을 통해 제안된 기법이 기존의 이퀄라이저 및 복호기 기법보다 상당한 성능이득을 제공

함을 확인한다.

2. 반복적인 간섭제거 및 복호화

주파수 선택적인 채널의 2×2 MIMO 시스템에서 전송된 신호와 수신된 신호의 칩 수준 관계는 다음과 같다.

$$y_1[n] = h_{11}[n]*x_1[n] + h_{12}[n]*x_2[n] + v_1[n] \quad (1)$$

$$y_2[n] = h_{21}[n]*x_1[n] + h_{22}[n]*x_2[n] + v_2[n] \quad (2)$$

위 수식에서 $y_i[n]$ 과 $x_i[n]$ 은 각각 안테나 i 에서 수신된 칩과 전송된 칩을 나타내고, $v_i[n]$ 은 $CN(0, \sigma_v^2)$ 의 분포를 따르는 가우시안 잡음을 나타낸다. h_{ij} 는 전체 전송단과 RF 채널, 수신단의 필터를 포함한 전송 안테나 j 와 수신 안테나 i 간의 전체 채널 임펄스 응답을 나타낸다. 위의 시스템은 CDMA에 기반하고 있기 때문에 전송 신호 $x_i[n]$ 은 정보 부호에 대해 코드 채널 이득이 곱해지고 Walsh 부호화와 scrambling을 통해 생성된다.

간섭제거 과정이 포함된 선형 최소평균제곱오차 이퀄라이저를 고안하기 위해 본 논문에서는 다음과 같은 주파수 영역의 표현을 사용한다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v} = x_1(\omega)\mathbf{h}_1 + x_2(\omega)\mathbf{h}_2 + \mathbf{v} \quad (3)$$

위 수식에서 $\mathbf{y} = [y_1(\omega)^T \ y_2(\omega)^T]^T$ 이고 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2]$ 로부터 각각 $\mathbf{h}_1 = [h_{11}(\omega)^T \ h_{21}(\omega)^T]^T$, $\mathbf{h}_2 = [h_{12}(\omega)^T \ h_{22}(\omega)^T]^T$ 이다. 또한, $\mathbf{x} = [x_1(\omega)^T \ x_2(\omega)^T]^T$, $\mathbf{v} = [v_1(\omega)^T \ v_2(\omega)^T]^T$ 이다. 여기에서 $y_i(\omega)$, $h_i(\omega)$, $x_i(\omega)$ 그리고 $v_i(\omega)$ 는 각각 $y_i[n]$, $h_i[n]$, $x_i[n]$, $v_i[n]$ 의 이산 푸리에 변환(DFT)이고, 본 논문에서는 표기를 간단히 하기 위하여 ω 를 생략한다.

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원 (No.2010-0012525 & No. 2010-0027541)과 '2단계 BK21사업'의 지원을 받아 수행된 연구임 .

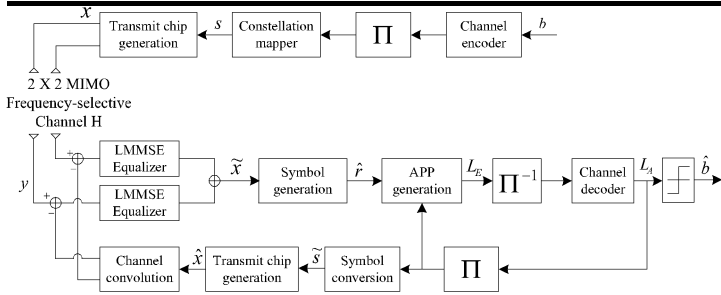


그림 1 제안된 기법의 전송단과 수신단의 관계

그림 1은 제안된 기법의 전체적인 구조를 나타낸다. 본 논문에서는 검출 기법에 의존하기 보다는 스트림간의 간섭 제거를 통해서 이퀄라이저의 향상을 추구한다. 첫째, 다른 스트림에서 오는 간섭을 제거 (즉, $x_1[n]$ 추정을 위해 $y_1[n] - h_{12}[n]*x_2[n]$ 과 $y_2[n] - h_{22}[n]*x_2[n]$)함으로써 스트림간 간섭은 줄어들고 이퀄라이저에 의해 관찰되는 채널은 SIMO 채널에 가까워진다. 둘째, 이퀄라이저 출력에서 계산되는 향상된 LLR $L_E(b)$ 을 사용하여 복호기는 좀 더 신뢰성 있는 출력결과를 보인다. 이러한 정보를 다시 이퀄라이저로 피드백하여 간섭제거에 사용함으로써 제안된 기법은 상당한 이득을 달성하게 된다.

(3)의 x 의 LMMSE 추정 값 \hat{x} 은 다음과 같다.[4]

$$\hat{x} = \sigma_x^2 \mathbf{H}^H (\sigma_x^2 \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{y} \quad (4)$$

(4)에서 LMMSE 추정의 정규화된 공분산 $C_{norm}(x, \hat{x})$ 은 다음과 같이 표현된다. [4]

$$C_{norm}(x, \hat{x}) = \begin{bmatrix} 1 + SNR \|\mathbf{h}_1\|^2 & SNR(\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2) \\ SNR(\mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_1) & 1 + SNR \|\mathbf{h}_2\|^2 \end{bmatrix}^{-1} \quad (5)$$

위 식에서 $SNR = \sigma_x^2 / \sigma_v^2$ 이다. (5)의 (1,1) 성분은 x_1 의 MMSE를 나타내고 높은 SNR 구역에서 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$MMSE_{x_1} \approx \frac{1}{SNR \left(\|\mathbf{h}_1\|^2 - \frac{|\mathbf{h}_2^H \mathbf{h}_1|^2}{\|\mathbf{h}_2\|^2} \right)} \quad (6)$$

채널 행렬 \mathbf{h}_2 의 효과를 제거함으로써, x_1 의 MMSE를 주어진 SNR값에 대하여 $MMSE_{x_1} \approx 1 / (SNR \|\mathbf{h}_1\|^2)$ 와 같이 최소화할 수 있다.

사실, \mathbf{y} 로부터 $x_2 \mathbf{h}_2$ 를 제거함으로써 이를 달성할 수 있다. 그러나 간섭제거의 불완전성 ($\hat{x}_1 \neq x_1$) 때문에 반복적인 루프가 필요하게 된다.

채널 복호기로부터 얻을 수 있는 사전 정보(a priori information)로부터 $P(b_k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P(b_k) = \frac{1}{2} \left(1 + b_k \tanh \left(\frac{L_A(b_k)}{2} \right) \right) \quad (7)$$

위 식에서 논리 1과 논리 0은 각각 +1과 -1로 가정하였다. 심볼 추정 값 \hat{s} 를 생성하는데 있어서 $L_A(b_k)$ 의 평균점 값을 사용하는 대신에 다음과 같은 심볼 추정의 평균 값을 사용하였다.

$$\hat{s} = E[s] = \sum_{s_i \in \mathcal{M}} \left(s_i \prod_{\forall k \in s_i} P(b_k) \right) \quad (8)$$

위 식에서 \mathcal{M} 은 변조 방식의 모든 가능한 집합을 의미한다. 추정된 심볼을 전송단과 동일한 방법으로 재전송 과정을 처리한 뒤, x_1 추정에 대한 스트림간 간섭 제거를 다음과 같이 할 수 있다.

$$\mathbf{y}' = x_1 \mathbf{h}_1 + (x_2 - \hat{x}_2) \mathbf{h}_2 + \mathbf{v} = x_1 \mathbf{h}_1 + \beta x_2 \mathbf{h}_2 + \mathbf{v}$$

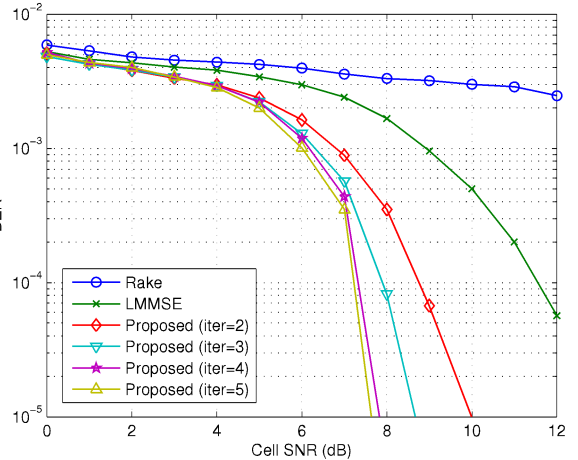


그림 2 제안된 기법과 기존 기법들간의 비트오율(BER) 성능

위 식에서 β 는 감쇠 인자($0 \leq \beta \leq 1$)이다. x_1 을 추정하기 위한 \mathbf{x} 의 LMMSE 추정은 다음과 같다.

$$\tilde{x}_1 = SNR \mathbf{h}_1^H (SNR \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H + \beta^2 SNR \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_2^H + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{y}'$$

$$\tilde{x}_2 = \beta SNR \mathbf{h}_2^H (SNR \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H + \beta^2 SNR \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_2^H + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{y}'$$

결합된 추정 결과를 descrambling과 Walsh 복호 과정을 거친 (코드 채널 이득 값이 포함된) 심볼 벡터는 $\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{G}\mathbf{s} + \eta$ 의 형태로 가정할 수 있다. 채널 부호기에서 사용되는 사후 LLR $L_D(b_k)$ 는 다음과 같다.

$$L_D(b_k) = \ln \frac{P(b_{k+} | \hat{\mathbf{r}})}{P(b_{k-} | \hat{\mathbf{r}})} \quad (9)$$

위 식에서 b_{k+} 와 b_{k-} 는 각각 논리 1과 논리 0에 해당되는 k번째 비트 정보이다.

3. 모의실험 결과

제안된 기법의 성능을 시연하기 위해서 본 논문에서는 다중경로 환경의 UMTS standard [2]를 따르는 HSPA (release 7)의 다운링크에서 모의실험을 하였다. 각각의 전송 블록은 4800개의 정보 비트 (9600개의 부호화된 비트)로 구성되고 채널 복호기인 터보 복호기에서 내부적으로 8번의 반복 회수와 제안된 기법의 전체 루프에서 최대 5번까지의 반복 회수를 수행하였다. 그림 2는 기존의 수신 기법(RAKE와 LMMSE 이퀄라이저)과 제안된 기법간의 비트오율(BER) 성능을 비교한 결과를 나타내었다.

참고자료

[1] B. M. Hochwald and S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," IEEE Trans. Commun., vol. 51, pp. 389-399, March 2003.
 [2] "3rd Generation Partnership Project: Technical specification group radio access network; physical layer (Release 8)," Tech. Spec. 25.201 V8.1.0, 2008. (See http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/25_series/25.201/25201-810.zip)
 [3] B. Shim, F. Abrishamkar, and I. Kang, "Decision-feedback closest lattice point search for UMTS HSPA system," IEEE Sig. Proc. Letters, vol. 16, pp. 1035-1038, Dec. 2009.
 [4] S. M. Kay, Fundamentals of statistical signal processing: estimation

theory, Prentice Hall, 1998.