

신뢰성 정규화를 기반으로 한 개선된 V-BLAST 수신기 구조에 관한 연구

김현국, 박현철

한국정보통신 대학교 공학부
전화 : 042-866-6809

An Improved V-BLAST Receiver based on Reliability Normalization

Hyounkuk Kim, Hyuncheol Park

School of Engineering,
Information and Communications University
E-mail: {hyounkuk, hpark}@icu.ac.kr

Abstract

We present an improved V-BLAST receiver that cancels co-channel interference (CCI), based on reliability normalization over frequency-selective channels, in log-likelihood ratio (LLR) sense. The performance has been evaluated in the exponential decay channel model with various normalized rms delay spread and different filter taps. It is also compared with the ordered successive interference cancellation-decision feedback equalizer (OSIC-DFE). Simulation results show that the performance of the proposed receiver with (2,1) is close to OSIC-DFE with (6,3) at normalized rms delay spread 0.5 symbol periods.

안테나에서 스트림을 병렬로 전송하는 Vertical BLAST (V-BLAST)가 제안되었다 [2]. 주파수 선택적 채널에서 동작하는 V-BLAST 수신기에서 효율적으로 동일 채널 간섭을 제거하기 위하여, 검출순서에 따라 간섭을 제거하는 OSIC-DFE가 소개되었다 [3]. OSIC-DFE는 검출순서 결정 과정을 통해 데이터스트림을 검출하므로 우수한 성능을 가지나, 검출순서 결정위해 높은 복잡도를 요구한다. 본 논문에서는 각 데이터 스트림의 신뢰성 정규화를 통해 동일채널 간섭을 제거하는 낮은 복잡도를 가진 V-BLAST 수신기 구조를 제안하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 전송시스템에 대하여 설명을 하였다. 다음으로 OSIC-DFE 및 제안된 수신기에 대하여 III장에 소개하였으며 시뮬레이션 결과 및 복잡도 비교는 IV장에서 다루었다. 마지막으로 결론은 V장에 설명하였다.

I. 서론

최근 다수개의 안테나를 송수신 시스템에 사용하여 스펙트럼 효율을 높이기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. Foschini는 스트림을 대각으로 전송하여 높은 스펙트럼 효율과 다이버시티 이득을 가지는 Diagonal Bell Labs Layered Space-Time (D-BLAST)을 제안하였다 [1]. D-BLAST의 높은 수신기 복잡도를 줄이기 위하여 각

II. 전송 시스템 모델

수신기는 심볼 단위의 이산 시간 복소수 기적대역 모델을 사용하였으며, 송신 안테나는 M 개를 수신 안테나는 N 개를 사용하였으며 채널의 다중 경로 탭의 개수는 $L_s + 1$ 을 사용하였다. n 번째 수신 안테나에서의 수신된 신호는 식 (2-1)과 같다.

$$r_n(k) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L_s+1} h_{nm}(l) s_m(k-l) + w_n(k) \quad (2-1)$$

여기서 $h_{nm}(l)$ 은 송신부의 m 번째 안테나에서 수신부의 n 번째 안테나사이의 l 경로 채널 임펄스 응답을 나타내며, $s_m(k)$ 은 m 번째 안테나에서 송신된 데이터 스트림을 나타낸다. 그리고 $w_n(k)$ 은 n 번째 안테나에의 복소수 백색 잡음을 나타내며 채널의 평균전력은 정규화 되었다.

III. 주파수 선택적 채널에서 동작하는 V-BLAST 수신기

2.1 OSIC-DFE

OSIC-DFE [3]는 그림 1 에서 보듯이 M 개의 연속된 multi-input single-output decision feedback equalizer (MISO-DFE)로 구성이 되었으며 각 단은 피드포워드 필터에 $N(N_f+1) \times 1$ 피드포워드 필터 w_n 와 $N_b \times 1$ 인 피드백 필터 b_n 으로 구성 되어있다.

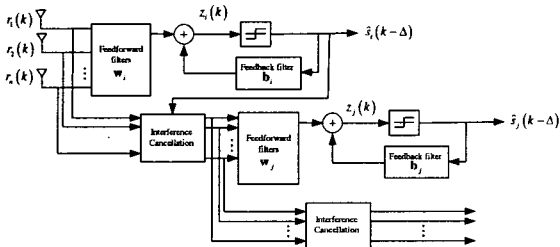


그림 1. OSIC-DFE 수신기의 초기 두 단계

각 단에서 검출되지 않은 데이터 스트림은 검출되기 위한 검출 순서에 포함된다. Wiener-Hopf 해에 의한, 임의의 단에서 n 데이터 스트림을 검출하기 위한 가중치 벡터의 값 및 이때의 mean-squared error (MSE)는 아래와 같다.

$$c_{n,opt} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{p}_n \quad (2-1-1)$$

$$J_{mse} = \sigma_n^2 - \mathbf{p}_n^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{p}_n \quad (2-1-2)$$

여기서 $c_{n,opt}$ 은 $(N(N_f+1)+N_b) \times 1$ 인 필터의 가중치 벡터를 σ_n^2 는 n 데이터 스트림의 평균전력을 \mathbf{R}_n 는 $(N(N_f+1)+N_b) \times (N(N_f+1)+N_b)$ 인 입력 자기 상관 행렬이다. \mathbf{p}_n 은 $(N(N_f+1)+N_b) \times 1$ 인 원하는 n 데이터 스트림 신호와 수신 입력 벡터의 상호 상관 관계 벡터를 나타낸다. 식(2-1-1)을 적용할 경우 각 단에서 검출되지 않은 모든 데이터 스트림에 대하여 MSE 값을 비교하여 검출순서를 결정한다. 검출 순서에 따라 데이터 스트림을 검출한 후, 검출된 데이터 스트림의 동일채널 간섭을 (2-1-2)와 같이 제거 후, 다음 단으로 수신신호를 넘겨준다. 앞 단에서 검출된 신호는 m 번째 데이터 스트림이라고 가정하였다.

$$r_i(k) \leftarrow r_i(k) - \sum_{l=0}^{L_s} h_{im}(l) \hat{s}_m(k-l), \quad i=1, \dots, N \quad (2-1-2)$$

2.2 Proposed V-BLAST receiver

앞 절에서는 검출 순서에 따라 데이터 스트림을 검출하여 동일채널 간섭을 제거하는 OSIC-DFE에 대하여 살펴 보았다. 본 절에서는 제안된 V-BLAST 수신기 구조에 대하여 살펴 본다. 그림 2 에서 보듯이 제안된 수신기는 하나의 multi-input multi-output (MIMO)-DFE [3] 와 M 개의 MISO-DFE로 구성되어 있다. MIMO-DFE 는 피드포워드 필터에 $N(N_f+1) \times 1$ 인 피드포워드 필터 w_n 와 $N_b \times M$ 인 피드백 필터 b_n 으로 구성 되어있다. n 데이터 스트림을 검출하기 위한 가중치 벡터의 값 및 이 때의 MSE는 아래와 같다.

$$c_{n,opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_n \quad (2-2-1)$$

$$J_{mse} = \sigma_n^2 - \mathbf{p}_n^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_n \quad (2-2-2)$$

여기서 $c_{n,opt}$ 은 $(N(N_f+1)+MN_b) \times 1$ 인 가중치 벡터를 \mathbf{R} 는 $(N(N_f+1)+MN_b) \times (N(N_f+1)+MN_b)$ 인 입력 자

기 상관 행렬이다. \mathbf{p}_n 은 $(N(N_f + 1) + MN_b) \times 1$ 인 원하는 n 데이터 스트림 신호와 입력 벡터의 상호 상관 관계 벡터를 나타낸다. (2-2-1)를 적용할 경우 n 데이터 스트림을 검출 할 수 있다. MIMO-DFE 는 모든 데이터 스트림을 검출할 때 동일한 입력 자기상관 행렬만을 필요하므로, 한번의 입력 자기 상관행렬에 대한 역행렬 연산을 요구한다. 그러므로 첫 번째 단에서 검출 순서 결정을 위해 MIMO-DFE 를 위치할 경우, MISO-DFE 방식에 비해 훨씬 낮은 복잡도로 검출 순서를 결정 할 수 있다. 제안된 수신기 구조에서는 첫 번째 단에서만 검출 순서를 결정하여 뒷 단에서 추가적 검출과정을

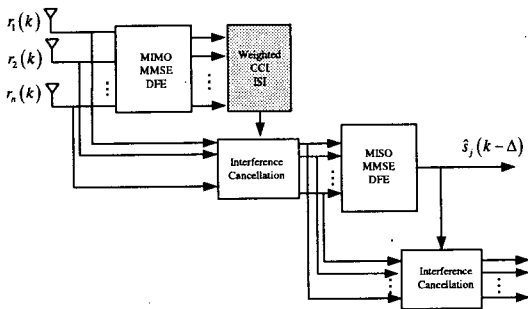


그림 2. 제안된 수신기의 초기 두 단계

수행하지 않는 구조를 사용하였다. 검출 순서를 적용하여 데이터 스트림을 검출하는 수신기 성능은 처음 검출하는 데이터 스트림 성능의해서 결정된다. 처음 검출 되는 데이터 스트림의 성능을 향상시키기 위해, LLR 기반 신뢰성 정규화를 적용한 동일채널 간섭제거 방법을 적용하였다. 앞의 방법은 검출된 신호에 대한 신뢰성에 따라 가르게 가중치를 적용하여 동일채널 간섭을 제거할 경우 더욱 효율적으로 간섭제거가 가능하다. 다수의 동일채널 간섭이 존재하는 환경에서 MMSE 등화기의 결정소자 입력 $z_n(k)$ 은 입력 데이터 스트림 $s_n(k)$ 에 채널 이득을 가진 백색잡음 모델로 표현 가능하다. 변조방식이 BPSK 일 경우 아래와 같이 표현된다.

$$z_n(k) = \mu_n(k)s_n(k) + v_n(k), \quad n=1,2,\dots,M \quad (2-2-3)$$

입력 $s_n(k)$ 에 대하여, $z_n(k)$ 의 평균과 분산은 각각 아래와 같다.

$$\mu_n(k) = \mathbf{c}_{n,opt}^H \mathbf{p}_n \quad (2-2-4)$$

$$\sigma_n^2(k) = \mu_n(k) - \mu_n^2(k) \quad (2-2-5)$$

평균과 분산이 시간에 대하여 일정하므로, 시간 인덱스 k 를 무시 할 수 있다. 데이터 스트림 n 에 대한 signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR)은 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \text{SINR}_n &= \frac{E^2\{z_n(k)\}}{E\{z_n(k) - \mu_n(k)\}^2} \\ &= \frac{\mu_n}{1 - \mu_n} \end{aligned} \quad (2-2-6)$$

데이터 스트림 n 에 대한 LLR $\Lambda_n(k)$ 은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \Lambda_n(k) &= \ln \frac{\Pr(s_n(k) = +1 | z_n(k))}{\Pr(s_n(k) = -1 | z_n(k))} \\ &= 2 \text{Re}\{z_n(k)\}(\text{SINR}_n + 1) \end{aligned} \quad (2-2-7)$$

데이터 스트림 n 의 각 비트에 대한 신뢰성은 LLR 의 절대값에 비례하며, 데이터 스트림 n 의 전체 신뢰도는 다음과 같이 표현가능하다.

$$|\Lambda_n| = 2\text{SINR}_n \quad (2-2-8)$$

제안한 수신기는 두 번째 단 입력부분에서 동일채널 간섭을 제거할 때 처음 검출 되는 데이터 스트림 신뢰성에 대해 다른 데이터 스트림의 신뢰성을 정규화한 후 간섭을 제거한다. 각 데이터 스트림의 LLR 기반 신뢰성은 로그영역이므로 선형영역으로 변화하여야 하며, 데이터 스트림 m 에 대한 데이터 스트림 n 에 대한 신뢰성 정규화 계수는 다음과 같이 정의한다.

$$\gamma_{nm} = e^{|\Lambda_n| - |\Lambda_m|}, \quad 0 < \gamma_{nm} \leq 1 \quad (2-2-9)$$

첫 번째 단에서 모든 데이터 스트림을 검출 후, 두 번째 단 입력에서 검출순서가 가장 빠른 데이터 스트림의 심볼간 간섭 및 나머지 데이터 스트림에 대한 신뢰성 정규화를 후 동일채널간섭을 제거후 뒷단으로 수신신호를 넘겨준다. 두 번째 단 부터의 동작 원리는 첫 번째 단에서 정해진 검출 순서에 따라 데이터 스트림을 검출 한다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 복잡도 비교

이번 장에서는 지금까지 살펴본 각 구조에 대한 성능을 비교한다. 시뮬레이션은 송수신 안테나 각 4 개, 변조 방식은 BPSK 를 $L_s = 5$ 이며 실효치 지연 확산이 심볼 구간에 대하여 0.5인 지수적 감소 채널 모델을 사용하였다. 그림 3 에서는 MIMO-DFE, OSIC-DFE 및 제안된 수신기의 성능 곡선을 보여주고 있다. 제안된 수신기는 필터 탭수에 따른 성능의 차이가 작으며, (2,1)의 제안된 수신기는 (6,3) OSIC-DFE 와 거의 유사한 성능을 보임을 알 수 있다.

OSIC-DFE 는 각 단에서 검출 되지 않은 데이터 스트림들 중 MSE 가 가장 작은 데이터 스트림을 찾아야 되므로, 송신안테나에 제공에 해당하는 입력 자기상관행렬 역행렬 연산을 요구한다. 반면 제안된 수신기는 검출 순서에 결정에 따른 추가적인 역행렬 연산이 필요하지 않아 송신안테나에 비례하는 입력 자기 상관행렬에 대하여 역행렬 연산만을 요구한다.

V. 결론

본 논문에서는 주파수 선택적 채널에서 동작하는 개선된 V-BLAST 수신기를 제안하였다. 처음 검출되는 데이터 스트림의 성능을 향상 시키위해, 두 번째 단입력에서 심볼간 간섭 및 신뢰성 정규화를 적용한 동일채널 간섭제거 방법을 도입하였다. 시뮬레이션 결과로부터, 실효치 지연확산이 심볼구간에 0.5 에 대하여, (2,1)의 제안된 수신기는 (6,3) OSIC-DFE 와 유사한 성능을 보였다. 그리고 OSIC-DFE 는

송신안테나의 제공에 해당하는 역행렬 연산을 요구하지만 제안된 수신기는 역행렬 연산이 송신 안테나에 비례하므로 OSIC-DFE 에 비해 낮은 복잡도로 수신기를 구현 가능하다.

References

- [1] G. J. Foschini, "Space Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment," *Bell Labs Technical Journal*, pp 41-59, 1996.
- [2] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection Algorithm and Initial Laboratory result using V-BLAST Space-Time Communication Architecture.," *Electron. Letters*, vol. 35, Jan. 1999.
- [3] A. Lozano, and Constantinos Papadias, "Layered Space-Time Receivers for Frequency-Selective Wireless Channels," *IEEE Trans. Communications*, vol. 50, No. 10, pp. 65-73, Jan. 2002.

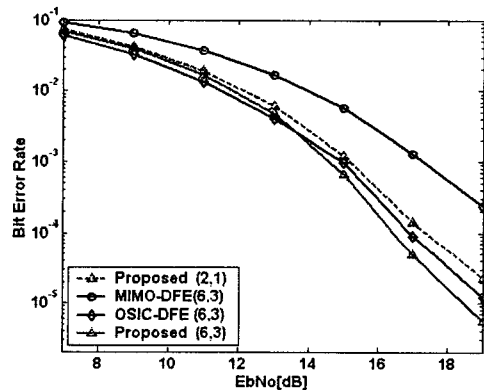


그림 3 실효치 지연확산이 0.5Ts 인 경의 성능