

두 홉 릴레이 채널에서 ZF 수신기의 연속 간섭 제거

김향란*

Successive Interference Cancellation on Zero-Forcing Receiver in Two-Hop Relay Channel

Xianglan Jin*

요약

본 논문에서는 다중 안테나를 사용하는 하나의 소스 노드, 하나의 목적 노드, 및 여러 개의 단일-안테나 릴레이 노드가 존재하는 두 홉 복호 후 전달 (decode-forward: DF) 릴레이 채널을 고려한다. 소스 노드에서 영 강압 (zero-forcing: ZF) 송신기를 사용하고, 목적 노드에서는 ZF 수신기에 연속 간섭 제거 (successive interference cancellation: SIC)를 추가로 진행하는 기법을 사용한다. 본 논문에서는 목적노드에서의 신호의 복호 순서를 고려하는 최적의 ZFSIC-Opt 기법을 제안하는데, 이는 총 데이터 전송률을 크게 향상시킨다. 또한, ZFSIC-Opt 방식보다 낮은 복잡도를 가지는 동시에 상당한 전송률 증가를 획득하는 ZFSIC-SR 방식을 제안한다.

Key Words : Data rate, decoding order, MIMO, successive interference cancellation, zero-forcing

ABSTRACT

In this paper, we consider a two-hop decode-forward relay channel with one multi-antenna source, one multi-antenna destination, and multiple single-antenna relays. A zero-forcing (ZF) transmitter is used at the source node and the ZF receiver with successive interference cancellation (SIC) is applied

at the destination node. In this system, a ZFSIC-Opt receiver with optimal decoding order is proposed, which greatly improves the total data rate. A ZFSIC-SR scheme that achieves fairly good data rate improvement with much less decoding complexity is also proposed.

I. 서론

릴레이 노드는 주로 송신기에서 수신기로 신호를 전송할 때 신호의 데이터 전송률과 시스템 신뢰도의 개선을 위하여 사용된다. 또한, 간섭을 제거하는 영 강압 (zero-forcing: ZF) 빔포밍 기술¹⁻³⁾은 다중 입출력 (multiple-input multiple-output: MIMO) 채널에서 송수신 시 많이 사용하고 있다. 릴레이 시스템에서는 주로 릴레이 노드에서 송수신시 ZF 빔포밍 기술을 사용하고 있지만,^{4,5)} 일부 논문에서 소스 노드와 목적 노드에서 ZF 송수신기를 사용하고 릴레이 노드는 단일 안테나를 사용하는 방식도 제안되었다⁶⁾. 이런 방식은 릴레이 노드들의 부피를 줄이고 처리 과정을 신속화함으로써, 모든 노드들이 릴레이 역할을 담당할 수 있는 차세대 통신시스템에 아주 적합하다.

본 논문에서는 하나의 소스 노드, 하나의 목적 노드 및 여러 개의 릴레이 노드가 존재하는 두 홉 복호 후 전달 (decode-forward: DF) 릴레이 채널⁶⁾을 고려하는데, 소스 노드와 목적 노드에서는 다중 안테나를 사용하고 각 릴레이 노드는 단일 안테나를 사용한다고 가정한다. 소스 노드에서 ZF 송신기를 사용하여 릴레이 노드들이 간섭 없이 특정 신호만 수신할 수 있도록 하고, 목적 노드에서는 ZF 수신기에 연속 간섭 제거 (successive interference cancellation: SIC) 기법을 추가로 사용함으로써, 데이터 총 전송률을 개선한다⁷⁾. 소스 노드와 릴레이 노드는 소스-릴레이 (source-relay: SR) 채널만 알고, 목적 노드는 SR과 릴레이-목적 (relay-destination: RD) 채널 정보를 모두 알고 있다고 가정한다. 점 대 점 MIMO 시스템에서는 높은 신호 대 잡음비 (signal to noise ratio: SNR)에서 ZFSIC 수신방식은 신호들의 복호 순서에 상관없이 최대 채널용량을 얻을 수 있다^{7,8)}. 하지만, 두 홉 릴레이 채널에서는 RD 채널뿐만 아니라 SR 채널까지 고려하기 때문에 복호하는 신호들의 순서가 큰 의미를 가지고 있

* 본 논문은 2017년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (과제번호 : NRF-2017R1D1A1A09000565)

* First and Corresponding Author : Pusan National University, Department of Electrical and Computer Engineering, jinxl77@gmail.com, 종신회원

논문번호 : KICS2017-09-251, Received September 17, 2017; Revised October 7, 2017; Accepted October 12, 2017

다. 본 논문은 이런 두 홉 채널에서 ZFSIC수신기를 사용할 때, 신호의 복호 순서를 고려하여 총 전송률을 최대화하는 새로운 ZFSIC-Opt기법을 제안한다. 하지만 ZFSIC-Opt기법은 풀 검색 방법으로 복호 순서를 정해야 함으로써, 신호 개수의 계승 (factorial) 의 복잡도를 가진다. 이런 복잡한 복호 방식 대신 복잡도가 훨씬 낮은 ZFSIC-SR방식을 제안하는데, 이 방식은 목적노드에서 SR링크의 SNR이 높아지는 신호의 순서와 같은 신호 순서로 복호를 진행하는 방식이다. ZFSIC-SR방식은 상당한 데이터 전송률 증가를 가져오며, 복호 복잡도 또한 ZFSIC-Opt방식의 $1/(K-1)!$ 이다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 하나의 소스 노드, 하나의 목적 노드 및 여러 개의 릴레이 노드가 존재하는 두 홉 복호 후 전달 릴레이 채널을 고려한다. 소스 노드와 목적 노드는 K 개의 송수신 안테나를, 릴레이 노드는 단일 안테나를 가진다고 가정한다. 첫 시간 슬롯에서는 소스 노드가 ZF빔포밍 기술을 사용하여 K 개의 독립 신호 $u = [u_1, \dots, u_K]^T$ 를 K 개의 릴레이 노드로 전송하는데, k 번째 릴레이 노드에서의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_{R_k} = H_{SR_k} V u + z_{R_k} \quad (1)$$

위 식에서 u 의 성분 u_k 은 평균이 0이고 분산이 1인 복소수 가우시안 분포를 가지는데 $u_k \sim CN(0,1)$ 와 같이 표시한다. V 는 $K \times K$ 빔포밍 행렬으로써, $\text{tr}(V V^H) \leq P$ 의 전력 조건을 만족한다. H_{SR_k} 는 크기가 K 인 행벡터이며 소스 노드와 k 번째 릴레이 노드 사이의 채널을 나타내고, $z_{R_k} \sim CN(0,1)$ 는 k 번째 릴레이 노드에서의 잡음 값이다.

두 번째 시간 슬롯에서 k 번째 릴레이 노드는 신호 u_k 를 복호하고, 다시 전력 P/K 를 사용하여 목적 노드로 전달한다. k 번째 RD채널을 크기가 K 인 열벡터 $H_{R_k D}$ 로 표현하며, 전체 RD채널을 $H_{RD} = [H_{R_1 D}, \dots, H_{R_K D}]$ 라고 하면, 목적 노드에서의 등가 수신 채널은 다음과 같이 표현한다.

$$\widetilde{Y}_D = W Y_D = \sqrt{P/K} W H_{RD} u + W Z_D \quad (2)$$

위식에서 W 는 수신 빔포밍 행렬이고, $Z_D \sim CN(0, I)$ 는 잡음 값이다.

III. 송수신 기법

3.1 ZF 송신기

소스 노드와 K 개의 릴레이 노드 사이의 채널을 $H_{SR} = [H_{SR_1}, \dots, H_{SR_K}]^T$ 로 표시하면 소스 노드에서의 ZF 빔포밍 행렬은 다음과 같이 나타낸다[6].

$$V = H_{SR}^H (H_{SR} H_{SR}^H)^{-1} \text{diag}(\sqrt{\rho_1}, \dots, \sqrt{\rho_K}) \quad (3)$$

소스 노드는 SR채널 정보만 알고 있기 때문에, 총 데이터 전송률을 최대화하는 최적의 전력분배 방식을 사용하지 못한다. 그래서 간단하면서 성능이 괜찮은 등가 균일 전력 분배 방식, $p_k = P/K = \rho_k [(H_{SR} H_{SR}^H)^{-1}]_{kk}$ 을 사용한다. 여기서 $[\cdot]_{kk}$ 는 행렬의 k 번째 행 k 번째 열의 성분을 말한다. 이 경우 릴레이 노드들에서의 수신 SNR은 다음과 같다.

$$SNR_{SR_k} = \rho_k = \frac{P/K}{[(H_{SR} H_{SR}^H)^{-1}]_{kk}}, \quad k = 1, \dots, K \quad (4)$$

3.2 ZF 수신기

목적 노드에서 ZF 수신기 $W = (H_{RD}^H H_{RD})^{-1} H_{RD}^H$ 를 사용하면 등가 수신 채널은 다음과 같다.

$$\widetilde{Y}_D = \sqrt{P/K} [u_1, \dots, u_K]^T + (H_{RD}^H H_{RD})^{-1} H_{RD}^H Z_D \quad (5)$$

목적 노드에서 각 신호의 수신 SNR은 다음과 같다.

$$SNR_{R_k D}^{ZF} = \frac{P/K}{[(H_{RD}^H H_{RD})^{-1}]_{kk}}, \quad k = 1, \dots, K \quad (6)$$

(3), (6)번 식에 주어진 각 신호의 SR과 RD링크의 SNR를 결합하면, 총 전송률은 다음과 같다.

$$R_{ZF} = \sum_{k=1}^K \log(1 + \min(SNR_{SR_k}, SNR_{R_k D}^{ZF})) \quad (7)$$

3.3 ZFSIC기법

ZFSIC기법은 여러 신호 중에서 이미 완벽하게 복호된 신호를 수신 신호로부터 제거하고, 다음 신호에 대하여 ZF복호를 진행하는 수신 방식이다. 임의의 u_{i_1}, \dots, u_{i_K} 의 순서로 간섭신호를 제거하며 ZF복호를 진행한다고 가정하면, k 번째 신호를 복호하기 위한 등가 채널모델은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \widetilde{Y}_{i_k} &= [W_k (Y_D - \sum_{j \in \{i_1, \dots, i_{k-1}\}} H_{R_k D} u_j)]_1 \\ &= [\sqrt{P/K} W_k H_{R_k D}^{i_k} [u_{i_k}, \dots, u_{i_K}]^T + W_k Z_D]_1 \end{aligned}$$

$$= \sqrt{P/K} u_{i_k} [((H_{RD}^{i_k})^H H_{RD}^{i_k})^{-1} (H_{RD}^{i_k})^H Z_D]_1$$

위 식에서 $H_{RD}^{i_k} = [H_{R_{i_k}D}, \dots, H_{R_kD}]$ 이고, $W_{i_k} = ((H_{RD}^{i_k})^H H_{RD}^{i_k})^{-1} (H_{RD}^{i_k})^H$ 는 ZFSIC방식에서 i_k 번째 신호의 수신 빔포밍 행렬이다. 이때 u_{i_k} 의 RD링크에서의 수신 SNR은 다음과 같다.

$$SNR_{R_{i_k}D}^{ZFSIC} = \frac{P/K}{\left[((H_{RD}^{i_k})^H H_{RD}^{i_k})^{-1} \right]_{11}} \quad (8)$$

(8)과 (6)번식을 비교하면, ZFSIC방식은 복호된 신호를 제거하고 ZF복호를 진행함으로써, 같은 신호에 대하여 ZF방식보다 항상 높은 SNR를 얻는다. 이유는 구체적으로 다음과 같다. $H_{RD}^{i_{k+1}} = [H_{R_{i_{k+1}}D}, \dots, H_{R_kD}]$ 및 $H_{RD}^{-i_k} = [H_{R_{i_k}D}, \dots, H_{R_{i_{k+1}}D}, H_{RD}^{i_{k+1}}]$ 을 가정하면, $(\epsilon I + H_{RD}^{-i_k} (H_{RD}^{-i_k})^H) - (\epsilon I + H_{RD}^{i_{k+1}} (H_{RD}^{i_{k+1}})^H) = \sum_{j \in \{i_1, \dots, i_{k-1}\}} H_{R_jD} (H_{R_jD})^H \geq 0$ 이 성립된다. $(I + AB)^{-1}A = A(I + BA)^{-1}$ 과 양의 준 정부호 행렬 (positive semidefinite matrix)의 특성을 이용하면 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} SNR_{R_{i_k}D}^{ZFSIC} &= \frac{P/K}{\left[((H_{RD}^{i_k})^H H_{RD}^{i_k})^{-1} \right]_{11}} \\ &= \frac{P}{K} (H_{RD}^{i_k})^H \left[I - H_{RD}^{i_{k+1}} \left((H_{RD}^{i_{k+1}})^H H_{RD}^{i_{k+1}} \right)^{-1} (H_{RD}^{i_{k+1}})^H \right] H_{RD}^{i_k} \\ &= \frac{P}{K} \lim_{\epsilon \rightarrow 0} (H_{RD}^{i_k})^H \left[I - H_{RD}^{i_{k+1}} \left(\epsilon I + (H_{RD}^{i_{k+1}})^H H_{RD}^{i_{k+1}} \right)^{-1} (H_{RD}^{i_{k+1}})^H \right] H_{RD}^{i_k} \\ &= \frac{P}{K} \lim_{\epsilon \rightarrow 0} (H_{RD}^{i_k})^H \epsilon \left(\epsilon I + H_{RD}^{i_{k+1}} (H_{RD}^{i_{k+1}})^H \right)^{-1} H_{RD}^{i_k} \\ &\geq \frac{P}{K} \lim_{\epsilon \rightarrow 0} (H_{RD}^{i_k})^H \epsilon \left(\epsilon I + H_{RD}^{-i_k} (H_{RD}^{-i_k})^H \right)^{-1} H_{RD}^{i_k} \\ &= \frac{P/K}{\left[(H_{RD}^H H_{RD})^{-1} \right]_{i_i i_k}} = SNR_{R_{i_k}D}^{ZF} \end{aligned}$$

그러므로 총 전송률은 다음과 같이 개선된다.

$$R_{ZFSIC} = \sum_{k=1}^K \log \left(1 + \min \left(SNR_{SR_k}, SNR_{R_kD}^{ZFSIC} \right) \right) \quad (9)$$

3.4 ZFSIC 방식의 복호 순서

본 절에서는 ZFSIC수신기에서 복호를 진행하는 순서를 다룬다. 점 대 점 MIMO시스템에서는 ZFSIC수신기의 신호들의 복호 순서는 큰 의미가 없으며 높은 SNR에서는 항상 최적의 채널용량을 얻는다^[7,8]. 하지만 두 홉 채널 환경에서는 SR채널 상황이 고려되기 때문에 목적 노드에서의 복호 순서는 큰 의미가 있다. K!가지의 모든 가능한 복호 순서

$\{i_1^{(l)}, \dots, i_K^{(l)}\}, l = 1, \dots, K!$ 로부터 얻을 수 있는 (9)번 식의 값, $R_{ZFSIC}^{(l)}, l = 1, \dots, K!$ 중에서 최댓값을 얻는 순서, 즉 $\hat{l} = \arg \max_{l=1, \dots, K!} R_{ZFSIC}^{(l)}$ 번째 순서를 선택한다. 이런 최적의 복호순서 $\{i_1^{(\hat{l})}, \dots, i_K^{(\hat{l})}\}$ 를 사용하는 수신 기법을 ZFSIC-Opt라 하고 이런 기법으로 얻는 총 데이터 전송률을 $R_{ZFSIC-Opt}$ 이라고 한다. 하지만 이런 방식은 풀 검색 방식으로써, K!번의 (9)번 식 계산과 그 값들의 비교를 진행하기 때문에 높은 복잡도를 가진다.

따라서 보다 간단한 복호 순서 선택 방식이 필요하다. 전절에서 설명한 바와 같이, 늦은 순서에 복호를 진행할수록 이미 더욱 많은 신호가 복호 및 제거되었기 때문에, SNR의 개선이 더 크다. 또한, (9)번 식으로부터, SR링크에서 아주 낮은 SNR을 얻는 신호가 RD링크에서 높은 SNR을 얻는다고 하더라도 아무 의미가 없다는 것을 알 수 있다. 그러므로 SR링크에서 낮은 SNR을 얻는 신호는 좀 빠른 순서에 복호를 하고, SR링크에서 높은 SNR을 얻는 신호일수록 더 늦은 순서에 복호하여 보다 더 개선된 SNR을 얻게 하면 최종적으로 총 전송률을 개선할 수 있다. 즉 $SNR_{SR_{i_1}} \leq SNR_{SR_{i_2}} \leq \dots \leq SNR_{SR_{i_K}}$ 라고 가정하면, 목적노드에서 u_{i_1}, \dots, u_{i_K} 순서로 복호한다. 이런 복호 방식을 ZFSIC-SR라 하며, 이때의 총 전송률을 $R_{ZFSIC-SR}$ 로 표시한다. 총 K개의 SNR_{SR_k} 를 비교하기 때문에 이때 계산 복잡도는 ZFSIC-Opt방식의 $1/(K-1)!$ 로 줄어든다.

IV. 모의실험 결과

본 장에서는 보다 보편적인 채널 상황을 고려하기 위하여, 데이터 전송률을 $H_{SR} \sim CN(0, I)$ 과 $H_{RD} \sim CN(0, I)$ 환경에서 모의실험으로 비교한다. 그림 1에서는 $\Delta_{ZFSIC} = R_{ZFSIC} - R_{ZF}$, $\Delta_{ZFSIC-Opt} = R_{ZFSIC-Opt} - R_{ZF}$, 및 $\Delta_{ZFSIC-SR} = R_{ZFSIC-SR} - R_{ZF}$ 의 평균값을 보여 준다. R_{ZF} 과 R_{ZFSIC} 는 각각 (7)번과 (9)번 식을 가리키고, $R_{ZFSIC-Opt}$ 는 3.4절에서 설명한 최적 복호순서의 ZFSIC-Opt 방식의 총 전송률을 의미하고, $R_{ZFSIC-SR}$ 는 ZFSIC-SR방식의 전송률을 가리킨다. 그림을 자세히 관찰하면, ZFSIC, ZFSIC-Opt, ZFSIC-SR방식 모두 ZF방식보다 개선된 전송률을 얻는다는 것을 알 수 있다. 또한, 최적의 복호 순서를 사용한 ZFSIC-Opt방식이 제일 많은 개선

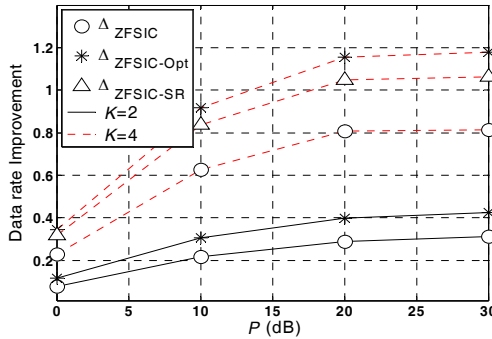


그림 1. ZF수신기 경우와 비교하여 서로 다른 복호 순서를 가지는 ZFSIC복호방식들의 데이터 전송률의 향상
Fig. 1. Data rate improvement of ZFSIC schemes with various decoding orders compared to ZF receiver.

표 1. $R_{ZFSIC-Opt} - R_{ZFSIC}$ 와 $R_{ZFSIC-SR} - R_{ZFSIC}$ 의 최대치

Table 1. The maximum of $R_{ZFSIC-Opt} - R_{ZFSIC}$ and $R_{ZFSIC-SR} - R_{ZFSIC}$.

P(dB)		0	10	20	30
ZFSIC	K=2	1.3	3.0	4.3	4.4
-Opt	K=4	1.3	2.8	4.6	5.3
ZFSIC-SR	K=4	1.3	2.8	4.3	4.2

을 얻고, ZFSIC-SR방식은 ZFSIC-Opt방식보다는 개선량이 적지만, 임의의 순서인 ZFSIC방식보다 훨씬 큰 전송률 향상을 획득한다는 것을 알 수 있다. 그림 1은 평균 향상을 보여주지만, ZFSIC-Opt와 ZFSIC-SR방식이 ZFSIC과 비교하여 최대로 획득할 수 있는 전송률 향상은 보여줄 수 없다. 그래서 표1에서는 10^5 개의 서로 다른 채널 상황에서 $R_{ZFSIC-Opt} - R_{ZFSIC}$ 과 $R_{ZFSIC-SR} - R_{ZFSIC}$ 의 최대치를 보여준다. 그림 1과 표 1로부터, 평균적으로, ZFSIC-Opt와 ZFSIC-SR방식은 ZFSIC방식보다 꽤 많은 전송률 향상을 가져오며, 일부 채널환경에서는 상당히 높은 향상을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 다중안테나를 사용하여 소스 노드에서 ZF방식으로 송신하고, 목적 노드에서는 ZFSIC수신 기법을 적용하는 두 홉 릴레이 채널을 고려하였다. ZFSIC방식에서 복호 순서가 총 전송률에 미치는 영향을 고려하여, 최적 복호 순서를 사용하는 ZFSIC-Opt수신기법을 제안하였다. 또한, ZFSIC-Opt방식보다 보다 낮은 복잡도를 가지는 ZFSIC-SR방식을 제안하였다. ZFSIC-SR방식은 ZFSIC-Opt방식보다

는 적지만 상당히 괜찮은 전송률의 개선을 보이는 동시에 ZFSIC-Opt방식보다 훨씬 낮은 복잡도를 가진다.

References

- [1] R. Lupas and S. Verdu, "Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 35, no. 1, pp. 123-136, Jan. 1989.
- [2] JF. Boccardi and H. Huang, "Zero-forcing precoding for the MIMO broadcast channel under per-antenna power constraints," *IEEE Wksh. Sign. Process. Advances in Wireless Commun.*, pp. 1-5, 2006.
- [3] Y. Jiang, M. K. Varanasi, and J. Li, "Performance analysis of ZF and MMSE equalizers for MIMO systems: An in-depth study of the high SNR regime," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 4, pp. 2008-2026, Apr. 2011.
- [4] Ö. Oyman and A. J. Paulraj, "Power-bandwidth tradeoff in dense multiantenna relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 6, pp. 2282-2293, Jun. 2007.
- [5] A. Falahatia and Y. A. Izi, "Employing power allocation to enhance zero forcing scheme advantages over multi-antenna multiple relay networks," *Int. J. Commun., Netw. and Syst. Sci.*, pp. 736-742, May 2012.
- [6] X. Jin, "Source power allocation on end-node zero-forcing beamforming in two-hop relay channel," *J. KICS*, vol. 42, no. 8, pp. 1521-1527, Aug. 2017.
- [7] M. K. Varanasi and T. Guess, "Optimum decision feedback multiuser equalization with successive decoding achieves the total capacity of the gaussian multiple-access channel," in *Proc. 31st Annu. Asilomar Conf. Sign. Syst. and Comput.*, vol. 2, pp. 1405-1409, Nov. 1997.
- [8] D. N. C. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge: Cambridge University Press, 2005.