

논문 2008-45TC-1-7

# 이중 부호화를 이용한 가상 채널에서의 양방 통신 기법

( Virtual-Channel Division Duplex via Dual Coding )

주형식\*, 이성은\*\*, 홍대식\*\*\*

( Hyungsik Ju, Sungeun Lee, and Daesik Hong )

## 요약

본 논문에서는 다중 안테나(MIMO)를 사용하는 환경에서 보호 자원(보호 시간 및 보호 대역)을 필요로 하지 않는 새로운 양방통신(duplex) 방법을 제안한다. 이 양방 통신 방식에서는, 보호 자원을 사용하지 않기 위해, 송, 수신단 사이의 다중 안테나 채널을 선부호화, 후부호화하여 공간 영역(spatial domain)에서 두 개의 가상 채널(virtual-channels)을 생성하여 양방 링크에 할당한다. 제안된 양방 통신 방법은 선부호화기와 후부호화기를 적절히 선택해 줌으로써 채널 용량을 더 증대시킬 수 있는 장점을 가지며, 이렇게 향상된 채널 용량은 보호 대역, 보호 시간이 사용되지 않은 기존 양방 통신 방식보다 우수함을 보인다.

## Abstract

We propose a new duplex which does not require guard resources in MIMO environments. In the proposed duplex, two virtual channels in spatial domain are generated by precoding and postcoding MIMO channels, not to use guard resources in either the time or frequency domain. The capacity can be improved by properly selecting precoder and postcoder. We show the improved capacity of the proposed duplex outperforms conventional duplexes even without guard resources.

**Keywords:** 다중 안테나 시스템, 양방 통신, 가상 채널, 이중 부호화

## I. 서론

두 노드 사이의 양방 통신에서는, 각 노드가 독립적으로 정보를 전송할 수 있도록 양방 통신 규약이 사용된다. 주파수 분할 양방 통신(frequency division duplex, FDD)과 시간 분할 양방 통신(time division duplex, TDD)는 가장 널리 사용되고 있는 양방 통신 방식들이다. IS-95 등 지금까지 상용화된 무선 통신 시스템들은 대부분 FDD를 채택해 온 반면<sup>[1]</sup>, 최근에는 mobile WiMax 등의 시스템에서 TDD를 채택하기 시작

하였다<sup>[2]</sup>.

FDD와 TDD에서는 두 개의 정보 전송 링크 사이의 중첩을 방지하기 위해 각각 보호 대역(guard band)과 보호 시간(guard time)을 사용한다<sup>[3]</sup>. 그러나 이러한 보호 자원을 사용할 경우, 주파수 또는 시간 자원의 일부가 정보 전송에 사용되지 못하고 낭비되어 버리므로, 정보 전송의 효율이 떨어지게 된다<sup>[3]</sup>. 예를 들어, mobile WiMax 시스템의 경우, 데이터 전송에 사용되는 OFDM 심볼 길이보다 긴 보호 시간이 사용되게 되는데, 이로 인한 정보 전송 효율의 저하를 줄이기 위해, 각 링크에서 많은 수의 OFDM 심볼을 연속적으로 전송하는 방법을 사용하고 있다.

본 논문에서는 다중 안테나(MIMO) 시스템에서 양방 통신의 두 정보 전송 링크를 공간 영역(spatial domain)에서 분할하는 새로운 양방 통신 방법을 제안한다. 송, 수신 전력 차이가 크지 않은 실내, 또는 근거리 통신 환경에서 적용 가능하며, 두 개의 정보 전송 링크를 공간 영역에서 분할함으로써 보호 자원을 사용하

\* 학생회원, \*\* 정회원, 연세대학교 전기전자 공학부 (Departure or Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

※ 본 과제(결과물)는 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부의 출연금 및 보조금으로 수행한 최우수실험실 지원사업의 연구결과임.

※ 이 논문은 한국 과학재단이 주관하는 국가지정연구실사업(NRL:R0A-2007-000-20043-0)의 지원을 받아 연구되었음.

접수일자: 2007년9월17일, 수정완료일: 2008년1월15일

지 않는다. 이는, 두 링크 사이의 직교성을 보장하기 위해 주파수 또는 시간 슬롯이 중첩되지 않고 사용되어야 하는 주파수, 시간 자원과는 달리, 공간 자원의 경우에는 특이값 분해(singular value decomposition, SVD) 등의 신호 처리 과정만으로도 직교성을 얻을 수 있기 때문이다. 제안된 방식에서는 공간 자원을 양방 통신에 이용하기 위해 두 개의 가상 채널을 생성해 각 정보 전송 링크에 할당한다. 본 논문에서는 가상 채널을 생성하는 방법을 제시하고, 이렇게 생성된 가상 채널을 이용하는 양방 통신 시스템의 채널 용량을 동일한 조건에서 FDD, TDD 시스템과 비교한다.

## II. 공간 다중화를 사용하는 기존 양방 통신 기법들의 채널 용량 분석

이 장에서는 FDD와 TDD를 사용하는 다중 반송파 다중 안테나 시스템의 채널 용량을 분석한다. 노드  $a$ 와  $b$  사이의 양방 통신 시스템에서, 노드  $a$ 에서  $b$ , 노드  $b$ 에서  $a$ 로의 정보 전송 링크를 각각 link 1, link 2로 정의한다. 전체 대역폭은  $W$ 로 제한되어 있고, 각 노드는 정보 전송을 위한 에너지  $E$ 와  $N$ 개의 부반송파를 사용하는  $M \times M$  공간 다중화 시스템이라고 가정한다. 또한 link 1과 link 2에서 전송해야 하는 정보의 양은 서로 동일하며, 각 링크에 같은 양의 주파수, 시간 자원이 할당된다고 가정한다. 이때, 다중 반송파 시스템에 대하여,

$$\text{Symbol duration} = (\text{Subcarrier spacing})^{-1} \quad (1)$$

$$\text{Signal power} = E \times (\text{Symbol duration})^{-1} \quad (2)$$

$$\text{Noise power} = N_0 \times (\text{Subcarrier spacing}) \quad (3)$$

이 성립한다.  $N_0$ 는 잡음의 spectral density이다. 각 링크에 할당된 시간, 주파수 자원의 양이 같다고 가정했으므로, FDD, TDD 시스템의 각 링크에서의 평균 채널 용량은

$$C_1^D = C_2^D = E \left[ \sum_{n=1}^N \sum_{r=1}^{r(H(n))} \log_2(1 + \lambda_r^2(n)\eta^D) \right], \quad (4)$$

$$D = FDD, TDD$$

로 구할 수 있다.  $M \times M$  다중안테나 시스템의 채널 행렬  $H(n)$ 에 대해,  $\lambda_r(n)$ ,  $r(H(n))$ 는 각각  $H(n)$ 의  $r$ 번째 특이값(singular value)과 랭크(rank)를 의미하고,  $E[\cdot]$ 는 평균을 의미한다.  $\eta^D$ 는  $D = FDD, TDD$ 인

각 경우에 대해 각 링크의 평균 신호대 잡음비(SNR)을 의미한다. FDD와 TDD 시스템의 채널 용량을 분석하기 위해서는, 각 경우에 대한 평균 신호대 잡음비를 분석해야 한다.

FDD 시스템의 경우, 전체 대역폭  $W$ 의 일부분이 보호 대역으로 사용된다. 전체 대역폭  $W$ 에 대한 보호 대역의 비율  $\epsilon$ 으로 정의한다면, 아래의 관계가 성립한다.

$$W = W_1^{FDD} + W_2^{FDD} + \epsilon W. \quad (5)$$

이 때,  $W_1^{FDD}$ 과  $W_2^{FDD}$ 는 각각 FDD 시스템에서 link 1과 link 2에 할당된 대역폭이다.  $W_1^{FDD} = W_2^{FDD}$ 을 가정하였으므로,  $T_1^{FDD}$ 와  $T_2^{FDD}$ 가 각각 link 1과 link 2의 심볼 주기라 할 때, (1)로부터  $T_1^{FDD} = T_2^{FDD} = 2N(W(1-\epsilon))^{-1}$ 임을 알 수 있다. 안타나간 채널 상관관계가 없는  $M \times M$  다중 안테나 시스템에서는  $M$ 개의 부채널(substream)이 생성되어 공간 다중화에 사용되어 에너지  $E$ 가  $M$ 개의 부채널에 의해 공유되므로<sup>[1]</sup>, (1)-(3)에 의해 FDD 시스템의 각 링크에서 신호대 잡음비( $\eta^{FDD}$ )는 아래와 같다.

$$\eta^{FDD} = \frac{E}{MN} \left( \frac{W(1-\epsilon)}{2N} \right) \left( \frac{N_0 W(1-\epsilon)}{2N} \right)^{-1} = \frac{E}{MN_0 N}. \quad (6)$$

반면 TDD 시스템에서는, link 1, link 2 모두 전 대역을 사용하므로( $W_1^{TDD} = W_2^{TDD} = W$ ),  $T_1^{TDD} = T_2^{TDD} = N/W$ 이다. TDD의 경우, 보호 시간이 단순히 link 1과 link 2의 심볼 주기에 더해진다. 따라서  $T^{TDD}$ 와  $\tau$ 를 각각 TDD 시스템에서 사용되는 전체 시간 자원과 이에 대한 보호 시간의 비율이라고 할 때,

$$T^{TDD} = T_1^{TDD} + T_2^{TDD} + \tau T^{TDD}. \quad (7)$$

가 성립하게 된다. TDD 시스템의 신호대 잡음비( $\eta^{TDD}$ ) 또한 (1)-(3)을 통해 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\eta^{TDD} = \frac{E}{MN} \times \left( \frac{W}{N} \right) \times \left( \frac{N_0 W}{N} \right)^{-1} = \frac{E}{MN_0 N}. \quad (8)$$

수식 (6)과 (8)로부터, FDD, TDD 다중 안테나 시스템의 각 링크에서의 신호대 잡음비는 동일하며, 보호 자원의 양에 의해 영향을 받지 않음을 분명히 알 수 있다. FDD와 TDD를 사용하는 시스템의 평균 채널 용량은 (6)과 (8)의 신호대 잡음비를 (4)에 대입함으로써 구할 수 있다.

FDD와 TDD의 각 양방 통신 방법에서 하나의 심볼

을 보내는데 필요한 시간, 주파수 자원의 양이 서로 다르므로, 각 링크에서의 평균 채널 용량으로 두 시스템의 데이터 처리율(throughput)을 비교하는 것은 공정하지 못할뿐더러, 보호 자원의 영향을 반영하지 못한다. 따라서 본 논문에서는 '양방 통신 채널 용량(duplex capacity)'을 link 1과 link 2 채널 용량의 합을 전체 시간, 주파수 자원으로 정규화한 것으로 정의하고, 이를 통해 각 시스템을 비교한다. 수학적으로, 양방 통신 채널 용량은

$$C_{dup}^D = \frac{W_1^D T_1^D C_1^D + W_2^D T_2^D C_2^D}{WT^D} \quad (9)$$

로 정의되며,  $D = FDD, TDD$ 의 값을 가진다.

### III. 공간 영역에서의 양방통신을 위한 채널 모델

본 장에서는  $M \times M$  다중 안테나 환경에서 노드  $a$ 와 노드  $b$ 가 공간 자원을 이용하여 양방 통신을 하고, 두 링크 모두 전 대역, 전 시간을 통해 신호를 전송할 때의 채널 모델을 보인다. *Link 1*과 *link 2*의 정의는 II장에서와 같다.

두 링크가 동시에 전 대역을 사용하기 위해서는 두 노드의 모든 안테나가 같은 대역의 신호를 동시에 송, 수신할 수 있어야 한다. 단일 안테나 지속파 레이더(single antenna continuous wave rada, CW rada)의 경우에서 볼수 있듯이, 송신 신호와 수신 신호의 전자기장이 서로 독립적이므로 각각의 안테나는 같은 대역의 신호를 동시에 송, 수신할 수 있다<sup>[5~6]</sup>. 그러나 이 경우 가장 심각한 문제는 반향(echo) 신호에 의한 간섭 현상이다. 본 논문에서는 반향 신호에 의한 간섭을 자가 간

섭이라고 정의한다. 노드  $a$ 와 노드  $b$ 에서  $n$ 번째 부반송파의 반향 신호 채널을 각각  $H_a(n)$ 과  $H_b(n)$ 이라고 할 때, 노드  $a$ 에서의  $n$ 번째부반송파에 대한 수신 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$y_a(n) = H(n)x_b(n) + \rho_a H_a(n)x_a(n) + w_a(n) \quad (10)$$

$x_a(n), y_a(n), w_a(n)$ 는 각각 노드  $a$ 에서의 송신, 수신, 잡음 벡터를 의미하는  $M \times 1$  벡터이고,  $\rho_a$ 는 반향 신호의 전력을 의미한다. 그림 1은 반향 신호를 고려한 VDD 시스템의 채널 모델을 보여준다. 반향 채널은 매우 강한 가시선(line-of-sight, LOS)을 가지는 채널로 볼 수 있다<sup>[7]</sup>.

실질적으로, 반향 신호의 전력은 수신 신호의 전력보다 매우 크다. 따라서 수신단에서는 매우 넓은 동작 범위(dynamic range)를 가지는 수신 필터를 필요로 한다. 하지만, 실내 무선 통신 환경에서처럼 송, 수신 신호의 전력차가 매우 크지 않거나, 또는 수신 신호가 수신 필터로 들어가기 전에 반향 신호의 가시선 성분을 제거할 수 있다면 이러한 문제는 훨씬 완화될 수 있다<sup>[7]</sup>. 본 논문에서는 [7]에서와 같이 반향 채널의 가시선 성분은 제거되었다고 가정한다. 반향 신호에서 가시선 성분이 제거된다고 가정할 때, 반향 신호의 채널은 아래와 같이 세 경우로 분류된다.

1. 두 노드에서 모두 자가 간섭이 측정되지 않는 경우  
두 노드의 반향 신호가 가시선 성분으로만 이루어진 경우이다. 이 경우에는 자가 간섭 신호의 가시선 성분이 제거될 경우, 자가 간섭 신호가 측정되지 않는다.
2. 두 노드 모두에서 자가 간섭이 측정되는 경우  
두 노드의 반향 신호가 모두 가시선 성분과 비가시선(non-LOS) 성분으로 이루어진 경우로, 가시선 성분이 제거되면 비가시선 채널은 Rayleigh 페이딩 채널과 유사한 형태가 되므로  $H_a(n), H_b(n)$ 을 Rayleigh 페이딩 채널로 가정한다.
3. 한 노드에서만 자가 간섭이 측정되는 경우  
한 노드는 가시선 성분으로만, 나머지 한 노드는 가시선 성분과 비가시선 성분으로 이루어진 경우이다.

### IV. 가상 채널을 이용한 양방 통신 방법

본 장에서는 공간 자원을 양방 통신에 활용하여 각 링크 모두 전 대역폭과 전 시간을 데이터 송수신에 사용하는 가상채널 분할 양방 통신(virtual-channel

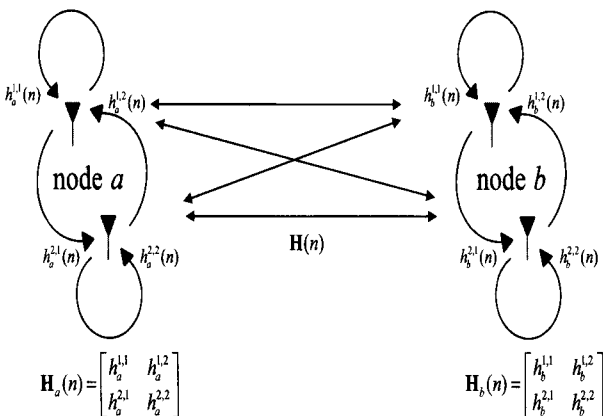


그림 1.  $2 \times 2$  VDD 시스템의 채널 모델  
Fig. 1. System model for  $2 \times 2$  VDD system.

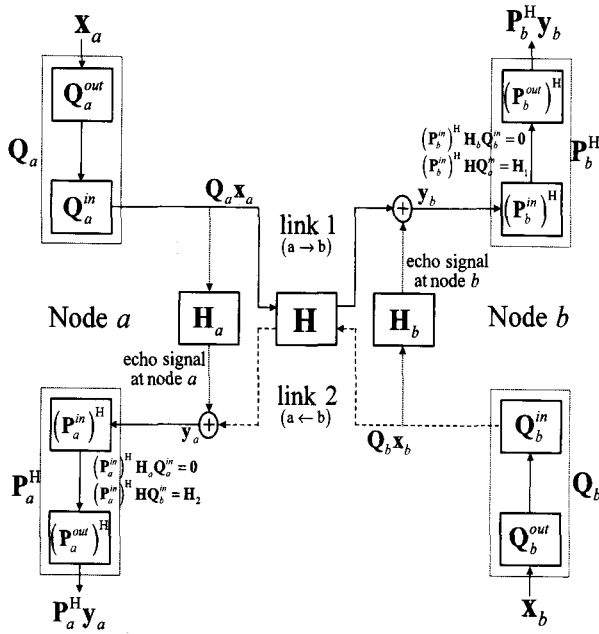


그림 2. 2중 부호화 과정의 순서도

Fig. 2. Schematic for Dual Coding process.

division duplex, VDD)를 제안한다. *Link 1*과 *link 2*는 II장에서와 동일하게 정의된다. 공간 자원을 양방 통신에 사용하기 위해, 두 노드 사이의 다중 안테나 채널 행렬을 선부호화(precoding), 후부호화(postcoding)하여 2개의 가상 채널을 생성하여 *link 1*과 *link 2*에 하나씩 할당한다.

채널 행렬의 선부호화와 후부호화 과정은, 반향 신호와 안테나 사이의 누화에 의한 간섭을 제거하기 위한 2단계 선부호화 과정과 2단계 후부호화 과정으로 이루어진다. 이러한 2단계 선, 후부호화 과정을 통틀어 2중 부호화 과정(dual coding process)라고 부른다. 2중 부호화 과정의 첫 번째 과정은 반향 신호를 제거하기 위한, 두 번째 과정은 안테나 사이의 누화를 제거하기 위한 과정이다. 이러한 2중 부호화 과정은 그림 2에 자세히 나타나 있다. 선부호화와 후부호화 과정은 두 링크에서 대칭적이므로 본 장에서는 선, 후부호화에 대한 가상 채널에서의 신호 분리 과정을 *link 2*에서만 다루도록 한다. 전개상의 편의를 위해 본 장에서는 부반송파 인덱스  $n$ 을 생략하도록 한다.

먼저, 2중 부호화의 첫 번째 과정(내측 부호화 과정)의 노드  $a$ 에서는,  $H_a$ 가  $Q_a^{in}$ 으로 선부호화되고  $P_a^{in}$ 으로 후부호화된다. 반향 신호의 완벽한 제거를 위해서는, 0이  $M \times M$  영행렬이라 할 때,  $(P_a^{in})^H H_a Q_a^{in} = 0$ 을 만족하도록  $P_a^{in}$ 과  $Q_a^{in}$ 가 설계되어야 한다. 또한 *link*

2에서는  $H$ 가  $Q_b^{in}$ 으로 선부호화되고  $P_a^{in}$ 으로 후부호화되면서 *link 2*에 대한 가상 채널이 아래와 같이 생성된다.

$$(P_a^{in})^H H Q_b^{in} = H_2 \quad (11)$$

한편, 두 번째 과정(외측 부호화 과정)에서는 안테나 사이의 누화를 제거하기 위해, 기존의 SVD 기반의 다중안테나 시스템<sup>[1]</sup>에서처럼,  $H_2$ 의 SVD  $H_2 = U_2 \Sigma_2 V_2^H$ 를 이용하여 선, 후부호화기  $Q_b^{out}$ 과  $P_a^{out}$ 를

$$Q_b^{out} = V_2, P_a^{out} = U_2 \quad (12)$$

로 정해줌으로써  $H_2$ 를 부채널별로 직교화한다.  $U_2$ 와  $V_2$ 는 unitary 행렬들이고  $\Sigma_2$ 는 diagonal entry들이  $H_2$ 의 특이값들인 대각 행렬이다. 따라서, 노드  $b$ 에서의 전체 선부호화기( $Q_b$ )와 노드  $a$ 에서는 전체 후부호화기( $P_a$ )는 각각 노드  $b$ 에서의 두 개의 선부호화기의 곱과 노드  $a$ 에서의 각각의 후부호화기의 곱으로, 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$Q_b = \xi_{Q_b} Q_b^{in} Q_b^{out} \text{ and } P_a = \xi_{P_a} P_a^{in} P_a^{out} \quad (13)$$

$\xi_{Q_b}$ 와  $\xi_{P_a}$ 는 각각  $Q_b$ 와  $P_a$ 에 대한 전력 정규화 인수로, 선, 후부호화 과정에 의해 송신 신호 또는 잡음의 전력 변화를 방지한다. *Link 1*에서의  $Q_a$ 와  $P_b$  또한 같은 방식으로 구해질 수 있다. 수식 (11)–(13)에 의해, (10)은

$$\begin{aligned} P_a^H y_a &= P_a^H H Q_b x_b + \rho_a P_a^H H_a Q_a x_a + P_a^H w_a \\ &= \xi_2 \Sigma_2 x_b + \xi_{P_a} (P_a^{in} U_2)^H w_a \end{aligned} \quad (14)$$

로 수정될 수 있으며,  $\xi_2 = \xi_{P_a} \xi_{Q_b}$ 이다.  $\xi_{P_a} (P_a^{in} U_2)^H$ 는 잡음의 전력을 변화시키지 않으므로, 위와 같은 선, 후부호화를 거쳐 생성된 채널을 이용한 시스템의 평균 채널 용량은 아래와 같이 구해질 수 있다.

$$C_2^{VDD} = E \left[ \sum_{n=1}^N \sum_{r=1}^{r_2(n)} \log_2 (1 + \xi_2^2 \lambda_{2,r}^2(n) \eta^{VDD}) \right] \quad (15)$$

$\lambda_{2,r}$ 과  $r_2(n)$ 는 각각  $H_2(n)$ 의  $r$ 번째 특이값과 랭크를,  $\eta^{VDD}$ 는 VDD의 각 링크에서의 평균 신호대 잡음비이다. VDD에서는 전 대역( $W_1^{VDD} = W_2^{VDD} = W$ )에서  $N$ 개의 부반송파를 이용하여 정보를 동시에 송, 수신하므로, 1개의 VDD 심볼을 보내는데 필요한 시간 자원

은, (1)에 의해,  $T_1^{VDD} = T_2^{VDD} = N/W$ 이고, 이는 FDD, TDD 시스템에서 한 노드가 하나의 심볼을 송, 수신하는데 필요한 시간 자원의 약 절반이다. 즉, VDD 시스템은 주어진 자원에 대해 FDD, TDD 시스템보다 2배 이상의 심볼을 전송할 수 있고, VDD 시스템이 FDD, TDD 시스템에서 심볼을 전송하기 위해 사용하는 전력과 같은 전력을 사용하기 위해서는 한 심볼을 전송하는데  $E/2$ 의 에너지를 사용해야 하므로, (1)-(3)에 의해 링크 신호대 잡음비  $\eta^{VDD}$ 는 아래와 같다.

$$\eta^{VDD} = \frac{E/2}{r_2(n) \times N} \frac{W}{N} \left( \frac{N_0 W}{N} \right)^{-1} = \frac{E}{r_2(n) N N_0}. \quad (16)$$

(15)와 (16)는 VDD 시스템의 채널 용량은 가상 채널의 랭크와 전력 정규화 인수에 의존함을 말한다. III장에서 분류한 자가 간섭 채널의 유형에 따라 선, 후부호화기의 설계가 달라지고, 이에 따라 가상 채널의 랭크와 전력 정규화 인수도 달라므로, 자가 간섭 채널의 유형에 따라 내측 부호화기들의 설계 방법과 전체 시스템 측면에서의 제약 조건, 가상 채널들의 랭크와 전력 정규화 인수를 알아본다.

1. 두 노드 모두에서 자가 간섭이 측정되지 않는 경우  
반향 신호가 수신 신호에 간섭을 미치지 않으므로 내측 부호화 과정이 필요 없다. 이 경우, 내측 선부호화기  $P_a^{in}$ ,  $P_b^{in}$ 와 내측 후부호화기  $Q_a^{in}$ ,  $Q_b^{in}$ 을  $M \times M$  단위 행렬로 정할 수 있고,  $H_1(n) = H_2(n) = H(n)$ 이 된다. 선, 후부호화기가 모두 unitary 행렬이므로, 전력 정규화 인수  $\xi_2$ 는 1이 되고,  $H_1(n)$ ,  $H_2(n)$ 의 랭크는  $M$ 이다.

2. 두 노드 모두에서 자가 간섭이 측정되는 경우  
반향 신호가 수신 신호를 심각하게 간섭하므로 내측 부호화기는 두 노드 모두의 반향 신호를 제거하도록 설계되어야 하며 이 때 반향 채널의 정보를 이용한다. 각 노드의 각 안테나가 같은 대역의 신호를 동시에 송수신하기 때문에, 반향 채널의 정보는 각 노드에서 시분할 다중화(TDM) 방식의 파일럿 신호를 이용하여 구할 수 있다.

$H_a$ 의 SVD를  $H_a = U_a \Sigma_a V_a^H$ 로 표현하면, 노드  $a$ 에서  $(P_a^{in})^H H_a Q_a^{in} = 0$ 으로 만들기 위해,  $P_a^{in}$ 와  $Q_a^{in}$ 의 열벡터에는 각각  $U_a$ 와  $V_a$ 의 열벡터 중 일부가 반복되어 배치되며, 아래와 같은 조건을 만족해야 한다.

$$\text{rank}(P_a^{in}) + \text{rank}(Q_a^{in}) \leq M, \quad (17)$$

$$I_{P_a^{in}} \cap I_{Q_a^{in}} = \emptyset. \quad (18)$$

$I_{P_a^{in}}$ 와  $I_{Q_a^{in}}$ 는 각각  $P_a^{in}$ 와  $Q_a^{in}$ 의 열벡터를 이루고 있는  $U_a$ ,  $V_a$ 의 열벡터의 인덱스의 집합이다. 수식 (17)과 (18)에 대한 증명은 부록에 나타나 있다.

(17)에서,  $\text{rank}(P_a^{in})$ 와  $\text{rank}(Q_a^{in})$ 는 각각  $P_a^{in}$ 와  $Q_a^{in}$ 의 열벡터를 이루는  $U_a$ 와  $V_a$ 의 열벡터의 가짓수이다. 물리적으로,  $P_a^{in}$ 와  $Q_a^{in}$ 은 각각 노드  $a$ 에서의 수신, 송신 부채널에 영향을 미치므로 (17)에서는 한 노드에서의 송, 수신 부채널 수의 합이  $M$ 보다 커질 수 없음을 의미한다. 이러한 제약이 두 노드에서 동시에 충족되어야 하므로, 두 가상 채널은 아래와 같은 조건을 다시 만족해야 한다.

$$\text{rank}(H_1) + \text{rank}(H_2) \leq M. \quad (19)$$

(17)-(19)을 만족하는 선, 후부호화기의 설계는 주어진  $H(n)$ ,  $H_a(n)$ ,  $H_b(n)$ 에 대해 유일하지 않다. 따라서 가능한  $(P_a^{in}, Q_a^{in}, P_b^{in}, Q_b^{in})$ 의 조합 중 가상 채널들의 채널 용량이 가장 큰 조합을 고름으로써 VDD 시스템의 채널 용량을 향상시킬 수 있다. 그림 3은  $2 \times 2$  환경에서  $H$ 의 고유치(eigenvalue)와 VDD의 가상 채널의 고유치의 cdf를 비교한다. 채널의 고유치는 각 부채널에서의 채널 이득으로,  $H$ 를 사용하는 FDD,

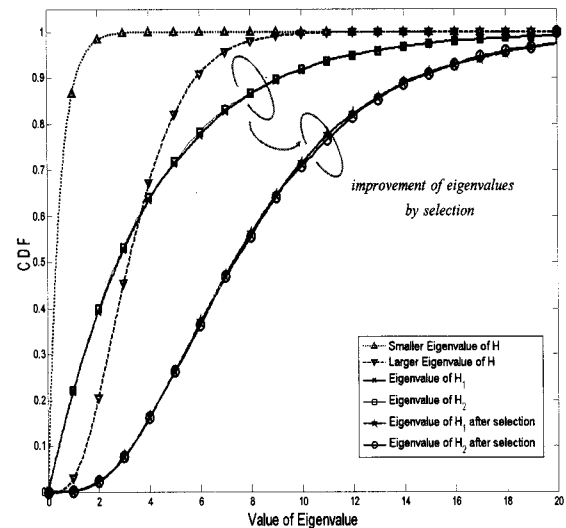


그림 3. FDD, TDD, VDD 시스템의 고유치의 비교  
Fig. 3. Eigenvalues of FDD, TDD, and VDD systems.

TDD가 전체 부채널의 절반은 매우 작은 채널 이득을 가지는 반면, VDD의 채널 이득은 두 링크 도무에서  $H(n)$ 의 고유치들 중 큰 값보다도 클 확률이 높다. 특히, VDD의 선, 후부호화기가 가상 채널들의 capacity가 최대가 되도록 선택되었을 경우, 각 부반 송파에 대한 각 부채널의 이득은 더욱 커지게 된다. 이 경우, VDD 시스템의 양방 통신 채널 용량은 아래와 같다.

$$C_{dup}^{VDD} = \max_{Q_a^{in}, P_b^{in}} C_1^{VDD} + \max_{P_a^{in}, Q_b^{in}} C_2^{VDD} \quad (20)$$

두 링크의 traffic의 양이 같다면, (18)과 (20)에 의해  $H_1$ 과  $H_2$ 의 랭크를 모두  $M/2$ 로 정할 수 있다. 전력 정규화 인수  $\xi_1$ 과  $\xi_2$ 는,  $2 \times 2$  시스템의 경우에 가상 채널의 SVD 과정과 unitary 행렬의 특성에 의해  $\xi_1 = \xi_2 = 1/2$ 임을 쉽게 증명할 수 있다. 반면,  $2 \times 2$  시스템이 아닌 경우에,  $P_a^{in}$ ,  $Q_a^{in}$ 의 행벡터의 반복 패턴 및 수에 의해 변한다.

### 3. 한 노드에서만 자가 간섭이 측정되는 경우

이 경우, 자가 간섭이 측정되지 않는 노드에서는 내측 부호화 과정의 선, 후부호화기를  $M \times M$  단위 행렬로, 자가 간섭이 측정되는 노드에서는 내측 부호화 과정의 선, 후부호화기를 (17)-(19)를 만족하도록 결정해 주면 된다. 이 경우에도 내측 부호화 과정의 선, 후부호화기는 유일하게 정의되지 않으므로 채널 용량이 가장 큰 경우의 선부호화기와 후부호화기를 선택할 수 있다. 이 경우에, link 2에서 가상 채널의 랭크는 아래와 같은 조건을 만족한다.

$$r_2(n) = \text{rank}((P_a^{in}(n))^H H(n) Q_b^{in}(n)) \quad (21)$$

$$\leq \min\{\text{rank}(P_a^{in}(n)), \text{rank}(H(n)), \text{rank}(Q_b^{in}(n))\}$$

두 링크의 데이터 traffic이 같다면, 두 가상 채널의 랭크를  $M/2$ 로 정할 수 있다.  $\xi_1$ 과  $\xi_2$ 는 자가 간섭이 측정되는 노드에서 결정되는 전력 정규화 인수와 같고,  $2 \times 2$ 인 경우  $\xi_1 = \xi_2 = 1/\sqrt{2}$ 임을 쉽게 증명할 수 있는 반면,  $2 \times 2$ 가 아닌 경우에는 자가 간섭이 측정되는 노드에서의 선, 후부호화기의 행벡터의 반복 패턴에 의해 변한다.

그림 4는 자가 간섭의 세 형태에 대해 1024개의 부반 송파를 가지는  $2 \times 2$ ,  $4 \times 4$  VDD 시스템의 양방 통신 채널 용량을 보여준다. 두 노드에서 모두 자가 간섭이 측정되지 않을 때 가상채널의 랭크가 다른 경우의 가상채널의 랭크의 2배여서 2배의 부채널이 정보 전송에 사용

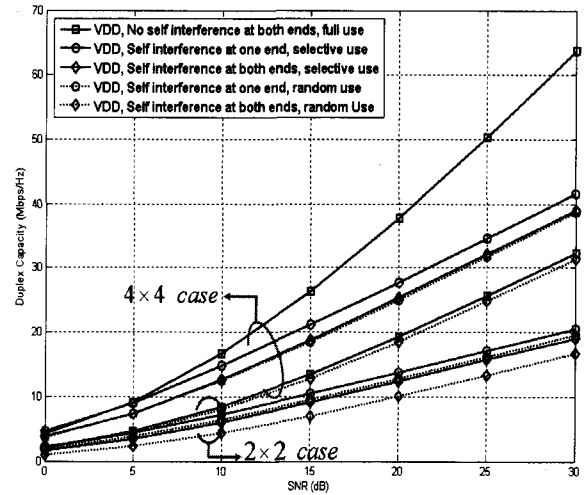


그림 4. 자가 간섭 형태에 따른 VDD 양방 통신 채널 용량

Fig. 4. Duplex capacity of VDD according to self-interference.

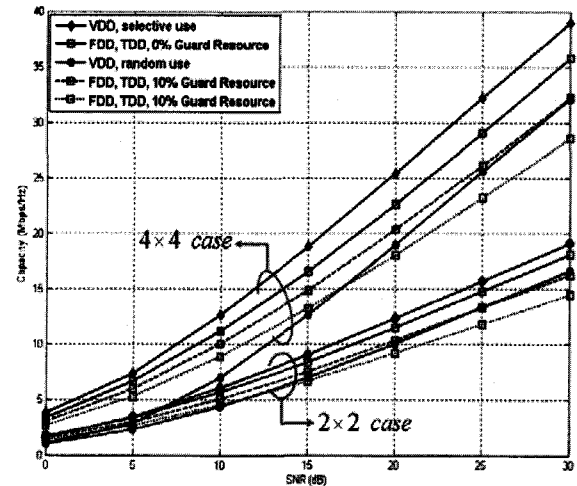


그림 5. FDD, TDD, VDD의 양방 통신 채널 용량 비교  
Fig. 5. Duplex capacities of FDD, TDD, and VDD.

될 수 있으므로 다른 경우들보다 양방 통신 채널이 증가하는 기울기가 2배가 된다. 한쪽 노드에서만 자가 간섭이 측정되는 경우의 양방 통신 채널 용량은 두 노드 모두에서 자가 간섭이 측정되는 경우보다 3dB 높다. 또한 그림 3에서 채널 용량이 최대가 되도록 선부호화기와 후부호화기를 선택했을 때 채널 이득이 커진 것이 양방 통신 채널 용량의 증가로 나타남을 알 수 있다.

그림 5는 두 노드 사이의 거리가 100m이고  $H(n)$ ,  $H_a(n)$ ,  $H_b(n)$ 는 모두 ITU-R indoor office channel<sup>[8]</sup>이라고 가정했을 때,  $2 \times 2$ ,  $4 \times 4$  시스템에서 신호대 잡음비의 변화에 따른 FDD, TDD, VDD 시스템의 양방 통신 채널 용량을 보여준다. VDD의 경우 자가 간섭 선

호가 두 노드 모두에서 측정되는 경우만을 고려하였다. VDD의 선, 후부호화가 임의로 선택될 경우, VDD의 양방 통신 채널 용량은 보호 자원이 사용되지 않은 FDD, TDD 시스템의 양방 통신 채널 용량에 비해 2dB 낮다. 하지만, FDD와 TDD에서 보호 자원이 사용된 경우, 신호대 잡음비가 높아질수록 VDD의 양방 통신 채널 용량이 FDD, TDD의 양방 통신 채널 용량보다 커진다. 한편, VDD의 선, 후부호화기가 가상 채널의 채널 용량이 최대가 되도록 선택하였을 경우, VDD의 양방 통신 채널 용량은 보호 자원이 사용되지 않은 FDD, TDD에 보다는 커지게 된다.

### V. 결 론

본 논문에서는, 다중 안테나 시스템에서 공간 자원을 양방 통신에 사용하는, 가상 채널 분할 양방 통신을 제안했다. 제안된 방식은 기존의 양방 통신에서의 보호 자원의 문제를 해결한다. VDD의 선, 후부호화기의 결정은 자가 간섭 환경에 따라 세 가지로 분류된다. 하나 이상의 노드에서 자가 간섭이 존재할 경우, 가상 채널을 생성하기 위한 선, 후부호화기를 가상 채널의 채널 용량이 최대가 되도록 선택해줌으로써 평균 채널용량을 향상시킬 수 있다. 선, 후부호화기가 가상 채널의 용량을 최대로 하도록 선택되었을 경우, VDD 시스템의 평균 채널 용량은 보호 자원이 사용되지 않은 FDD, TDD 다중 안테나 시스템의 평균 채널 용량과 비교해서도 약 1dB의 이득이 있다.

#### 부록 : (17)과 (18)의 증명

임의의 행렬  $A$ 에 대해,  $a_i$ 가  $A$ 의  $i$ 번째 열벡터를 나타낸다면  $H_a$ 의  $t$ 번째 행,  $r$ 번째 열의 요소는 다음과 같다.

$$(P_a^{in})^H H_a Q_a^{in}(t,r) = \sum_{i=1}^M \lambda_{2,i} (p_{a,t}^{in})^H u_{a,i} v_{a,i}^H q_{a,r}^{in}$$

반향 신호의 완벽한 제거를 위해서는  $1 \leq t, r, i \leq M$ 인 모든  $t, r, i$ 에 대해  $(p_{a,t}^{in})^H u_{a,i} v_{a,i}^H q_{a,r}^{in} = 0$ 이어야 한다.

$I_{P_a^{in}} \cap I_{Q_a^{in}} \neq \emptyset$ 인 경우, 임의의 수  $t, r, i$ 에 대해,  $t=r=i$ 인  $i$ 가 존재하며,  $\{p_{a,t}^{in}\}$ 과  $\{q_{a,t}^{in}\}$ 가 각각  $P_a^{in}$ 과  $Q_a^{in}$ 의 열벡터의 집합이라 하면  $u_{a,i} \in \{p_{a,t}^{in}\}, v_{a,i} \in \{q_{a,r}^{in}\}$ 이 성립하며,  $p_{a,t}^{in} = u_{a,i}$ 이고  $q_{a,t}^{in} = v_{a,i}$ 인  $(t, r)$ 이 한

쌍 이상 존재하게 된다. 이때,  $(P_a^{in})^H H_a Q_a^{in} = \lambda_{2,i} \neq 0$ 이 되어 반향 신호가 완벽하게 제거될 수 없게 된다.

$n(X)$ 가 집합  $X$ 의 원소의 수를 의미한다면  $rank(P_a^{in}) = n(I_{P_a^{in}}), rank(Q_a^{in}) = n(I_{Q_a^{in}})$ 이다.

$n(I_{P_a^{in}} \cup I_{Q_a^{in}}) \subset \{1, 2, \dots, M\}$ 이므로,  $I_{P_a^{in}} \cap I_{Q_a^{in}} = \emptyset$ 라 하면

$$\begin{aligned} n(I_{P_a^{in}} \cup I_{Q_a^{in}}) &= n(I_{P_a^{in}}) + n(I_{Q_a^{in}}) - n(I_{P_a^{in}} \cap I_{Q_a^{in}}) \\ &= n(I_{P_a^{in}}) + n(I_{Q_a^{in}}) \leq n(\{1, 2, \dots, M\}) = M \end{aligned}$$

의 관계가 성립한다.

### 참 고 문 헌

- [1] D. Tse, P. Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communication", CAMBRIDGE, 2005.
- [2] IEEE 802.16e, Part 16, Amendment 2, pp. 317-650
- [3] WINNER D25, v1.0, pp. 31, 2004.
- [4] H. Bocskei, D. Gesbert, and A. Paulraj, "On the Capacity of OFDM based Spatial Multiplexing Systems", IEEE Trans. on Comm. vol. 50, No. 2, pp. 225-234, Feb. 2002.
- [5] C. A. Balanis, "Antenna Theory : Analysis and Design", Wiley, 3rd Edition, 2005.
- [6] M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems", McGraw Hill, 3rd Edition, 2000.
- [7] S. Chen, M. A. Beach, J. P. McGeehan, "Division-Free Duplex for Wireless Applications", IEEE Electronics Letter, vol. 34, No. 2, pp. 147-148, Jan. 1998.
- [8] Guidelines for the evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000, Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

## 저 자 소 개



주 형 식(학생회원)  
 2005년 연세대학교 전기전자  
 공학과 학사 졸업.  
 2005년~현재 연세대학교 전기  
 전자공학과 석박사  
 통합과정  
 <주관심분야 : 이동통신, MIMO  
 시스템, 다중 반송파 시스템>



홍 대 식(정회원)  
 1990년 Purdue University  
 Electrical Engineering  
 박사 졸업  
 1991년~현재 연세대학교 전기  
 전자공학과 교수  
 <주관심분야 : 디지털통신, 통신  
 신호처리, 4G시스템, OFDM 시스템>



이 성 은(정회원)  
 2002년 연세대학교 전기전자  
 공학과 학사 졸업.  
 2004년 연세대학교 전기전자  
 공학과 석사 졸업  
 2004년~현재 연세대학교 전기  
 전자공학과 박사 과정.  
 <주관심분야 : 이동통신, MIMO 시스템, 다중 반  
 송파 시스템, 멀티홉 시스템>