

전이중 매시브 다중안테나 송수신기에 관한 연구

김진영, 황해광, 김경준, 박진배, 이형열, 김광순
연세대학교 전기전자공학과

{sugundori, hwang819, kimkj82, spacey2k, neolee, ks.kim}@yonsei.ac.kr

A Study on the transceiver design for full duplex massive MIMO systems

Jin Young Kim, Hae Gwang Hwang, Kyung Jun Kim, Jin-Bae Park, Hyung Yeol Lee, Kwang Soon Kim
Department of Electrical & Electronical Engineering, Yonsei Univ.

요약

본 논문에서는 전이중 다중안테나 송수신기의 소자 및 입출력 신호를 수학적으로 모형화하고, 모형화를 바탕으로 송수신기의 역할을 수행하는 에플레이터를 제작하였다. 에플레이터를 통해 기존의 성능을 재현하였고, 안테나 수가 증가했을 때의 결과를 실험했다. 전이중 시스템에서는 자신의 송신신호가 수신단을 포화시키게 되며, 따라서 간섭제거가 매우 중요하다. 또한 안테나가 증가하면 성능뿐만 아니라 하드웨어의 복잡도 또한 고려되어야 한다. 본 논문에서는 기존에 구현된 3 개 안테나의 재현을 통해 모형화의 신뢰성을 검증했고, 안테나가 증가하였을 때의 현상을 관찰하였다. 그 결과 간섭제거 성능보다는 하드웨어의 복잡도를 줄이는 것이 실제 구현에 있어 더 중요하다는 것을 확인했다.

I. 서론

최근 데이터 트래픽의 수요가 지속적으로 급증함에 따라, 이를 지원할 수 있도록 채널 용량을 증대시키는 기술들의 연구가 수년간 진행되고 있다. 특히, 같은 시간/주파수 자원을 이용해 동시에 송수신을 수행하는 전이중(FD) 통신방법은 기존의 반이중(HD) 통신에 비해 스펙트럼 효율을 2 배로 향상시킬 수 있다. 하지만 실제 전이중 통신 환경에서는 송신신호의 전력이 수신하고자 하는 신호의 전력에 비해 매우 커서 수신기가 포화된다. 이러한 송신신호를 자기간섭 (SI)이라고 하며, 자기간섭을 최대한 제거해야 이론적인 효율 증대를 얻을 수 있다. 최근 연구에서는 3 개의 안테나를 갖춘 다중안테나 FD 송수신기에서 자기간섭을 수신기 잡음 단계까지 낮추었음을 보였다 [1].

본 논문에서는 FD 송수신기의 소자들과 해당 소자의 입출력 신호들을 수학적으로 모형화해서 임의의 FD 송수신기의 성능을 확인할 수 있는 에플레이션을 수행했고, 3 개의 안테나를 사용하는 [1]의 송수신기의 성능을 재현함으로써 에플레이션의 신뢰성을 검증했다. 이를 바탕으로 매시브 다중안테나 시스템의 성능 및 복잡도에 대해 알아본다.

II. 시스템 모형

그림 1 은 본 논문에서 고려하는 전이중 다중안테나 송수신기의 모형이다. 각 송수신기의 아날로그 회로는 증폭기, 서클레이터, 아날로그 간섭 제거 필터로 구성되어 있다. 각 안테나는 자기 자신의 송출된 신호로부터 오는 간섭뿐만 아니라 인접한 안테나로부터 오는 간섭에도 영향을 받게 된다. 무선채널 환경은 일반적인 실내환경을 고려해, 20~30m의 통달거리를 갖는 환경을 생각한다.

일반적인 증폭기는 소자의 한계로 높은 출력 구간에서 비선형성을 갖게 된다. i 번째 안테나의 증폭기 입력신호 $x_i(t)$ 와 출력신호 $x_{i,PA}(t)$ 사이의 관계식은 다음과 같다.

$$x_{i,PA}(t) = \sum_{k=1, \text{ odd } k} b_k |x_i(t)|^{k-1} x_i(t).$$

여기서 b_k 는 증폭기 특성을 반영한 확률변수로 정한다. [1]의 경우를 고려해, b_1 은 평균이 50dB, b_3 은 20dB, 이후

b_k 들은 5dB 씩 낮아지는 평균을 갖고 0.5dB 의 표준편차를 갖는 로그 정규분포 확률변수로 정한다.

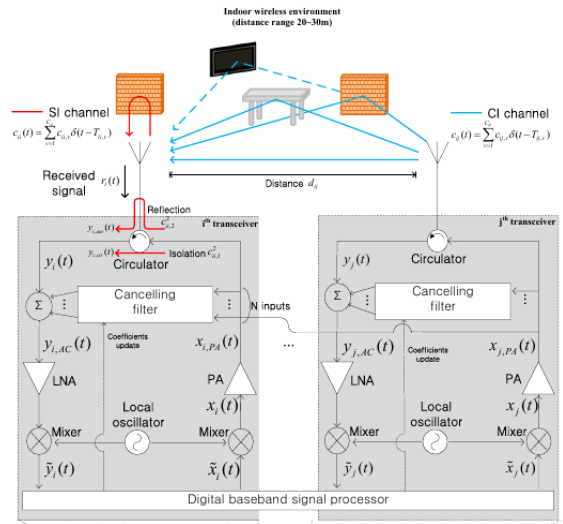


그림 1. 전이중 다중안테나 송수신기

서클레이터는 3 개의 포트에 이루어진 소자로, 포트간 신호를 분리하는 역할을 한다. 하지만 실제로는 완벽히 신호를 차단하지 못하고 누출이 발생한다. 수신단에서는 이러한 누출과 더불어, 서클레이터와 안테나 간의 미스매치로 인한 반송 신호와, 안테나로 송출된 신호가 무선채널을 통과하여 수신되는 신호가 존재한다. 이들을 모두 고려한 수신신호 $y_i(t)$ 는 다음과 같다.

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^N \sum_{v=1}^{C_j} c_{ij,v} x_{j,PA}(t - T_{ij,v}).$$

여기서, $c_{ij,v}$ 는 j 번째 안테나와 i 번째 안테나간의 v 번째 채널탭의 계수, $T_{ij,v}$ 는 해당 탭의 지연시간을 의미하며, $i=j$ 일 때 $c_{ii,1}, c_{ii,2}$ 는 각각 평균적으로 15dB 의 감쇄를 갖는 로그 정규분포 확률변수로, $i=j, v=1, 2$ 과 $i \neq j$ 인 경우 전파가 이동한 거리에 해당하는 전파손실을 평균적으로 갖는 로그 정규분포 확률변수로 정했으며, $T_{ij,v}$ 는 도착 간격이 지수 분포를 갖는 확률변수이다.

위 2 식을 1 식에 대입하여 $t=nT_s$ 에서 샘플한 기저대역

샘플을 $y_i[n]$ 이라 정의하면, $y_i[n]$ 은 다음과 같다.

$$y_i[n] = y_i(t)e^{-j2\pi f_c t} \Big|_{t=nT_s} = \sum_{j=1}^N \sum_{m=0}^{M_{ij}} h_{ij,v}^{(k)}[m] x_j[n-m]^{k-1} x_j[n-m].$$

여기서 $h_{ij}^{(k)}[m] = \sum_{v=1}^{(T_{ij,v})_{T_s} \text{ em}} b_k c_{ij,v} (g(mT_s - T_{ij,v}))^k e^{-j2\pi f_c (mT_s - T_{ij,v})}$ 로, $g(t)$ 는 펄스형성필터의 임펄스응답, $(T_{ij,v})_{T_s}$ 는 $T_{ij,v}$ 를 T_s 로 나누고 난 몫이며, $M_{ij} = \max((T_{ij,v})_{T_s})$ 는 기저대역에서의 채널최대지연, f_c 는 RF 신호 주파수, $x_j[n] = x_j(t)e^{-j2\pi f_c t} \Big|_{t=nT_s}$ 는 $x_j(t)$ 의 $t=nT_s$ 에서의 기저대역 샘플이다. OFDM 시스템에서 i 번째 안테나에서 $\mathbf{X}_i = [X_i[0] X_i[1] \dots X_i[N_{DFT} - 1]]^T$ 라는 주파수 신호를 보낼 때, $\mathbf{x}_i = [x_i[0] x_i[1] \dots x_i[N_{DFT} - 1]]^T = \text{DFT}(\mathbf{X}_i)_{N_{DFT}}$ 이며, 수신 신호 벡터를 $\mathbf{y}_i = [y_i[0] y_i[1] \dots y_i[N_{DFT} - 1]]^T$ 라고 하면 수신 신호의 주파수 응답 \mathbf{Y}_i 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i &= [Y_i[0] Y_i[1] \dots Y_i[N_{DFT} - 1]]^T = \text{DFT}(\mathbf{y}_i)_{N_{DFT}} \\ &= \sum_{k=1, \text{odd}}^N \mathbf{H}_{ij}^{(k)} \otimes \mathbf{X}_j^{(k)} \end{aligned}$$

이 때, $\mathbf{H}_{ij}^{(k)} = [H_{ij}^{(k)}[0] H_{ij}^{(k)}[1] \dots H_{ij}^{(k)}[N_{DFT} - 1]]^T$ 는 j 번째 안테나와 i 번째 안테나간 k 차수에 해당하는 채널의 주파수 응답이며, $\mathbf{X}_j^{(k)} = [X_j^{(k)}[0] X_j^{(k)}[1] \dots X_j^{(k)}[N_{DFT} - 1]]^T = \text{DFT}(\mathbf{x}_j^{(k-1)})$ 는 송신 주파수 신호의 k 차수에 해당하는 신호다.

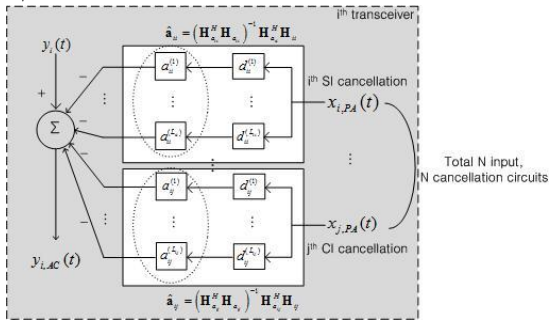


그림 2. 아날로그 간섭제거회로

그림 2는 아날로그 간섭제거 회로의 구조로, i 번째 안테나에서 j 번째 안테나의 간섭을 제거하기 위한 L_{ij} 개의 다중탭 중 l 번째 탭은 $d_{ij}^{(l)}$ 라는 고정된 지연시간과, $a_{ij}^{(l)}$ 라는 가변 계수로 구성된다. 다중탭의 계수 $\hat{\mathbf{a}}_{ij} = [a_{ij}^{(1)} a_{ij}^{(2)} \dots a_{ij}^{(L_{ij})}]^T$ 는 그림과 같이 구할 수 있다. 이 때, $\mathbf{H}_{a_{ij}} = [\mathbf{H}_{a_{ij}}^{(1)} \mathbf{H}_{a_{ij}}^{(2)} \dots \mathbf{H}_{a_{ij}}^{(L_{ij})}]$ 는 L_{ij} 개의 아날로그 다중탭의 주파수 응답 행렬로, l 번째 탭의 주파수 응답 벡터는 $\mathbf{H}_{a_{ij}}^{(l)} = [H_{a_{ij}}^{(l)}[0] H_{a_{ij}}^{(l)}[1] \dots H_{a_{ij}}^{(l)}[N_{DFT} - 1]]^T$ 이고, i 번째와 j 번째 안테나 간 채널의 주파수 응답 벡터는 $\mathbf{H}_{ij} = [H_{ij}[0] H_{ij}[1] \dots H_{ij}[N_{DFT} - 1]]^T$ 이다.

그림 3은 디지털 간섭제거기의 구조로, 아날로그 간섭제거 후 남아있는 잔여 간섭을 제거하며, 선형신호뿐만 아니라 비선형신호까지 함께 제거한다. 샘플수가 N_{ob} 개인 수신 신호를 $\hat{\mathbf{y}}_i = [y_i[n] y_i[n+1] \dots y_i[n+N_{ob}-1]]^T$ 라고 하고, j 번째 안테나의 송신 신호의 k 차수로 형성된 토폴리츠

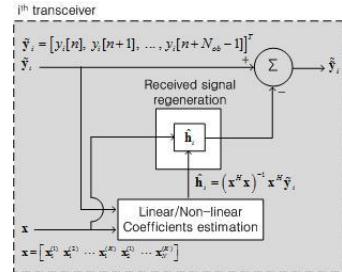


그림 3. 디지털 간섭제거기

(Toeplitz) 행렬 $\mathbf{x}_j^{(k)}$ 을 아래와 같이 정의하였을 때, 이들로 구성된 $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^{(1)} \mathbf{x}_1^{(2)} \dots \mathbf{x}_1^{(K)} \mathbf{x}_2^{(1)} \dots \mathbf{x}_N^{(K)}]$ 를 이용하여 디지털 간섭제거필터계수 $\hat{\mathbf{h}}_i$ 를 그림과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{x}_j^{(k)} = \begin{bmatrix} \psi_j^{(k)}[n] & \psi_j^{(k)}[n-1] & \dots & \psi_j^{(k)}[n-\bar{M}_{ij}+1] \\ \psi_j^{(k)}[n+1] & \psi_j^{(k)}[n] & \dots & \psi_j^{(k)}[n-\bar{M}_{ij}+2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \psi_j^{(k)}[n+N_{ob}-1] & \psi_j^{(k)}[n+N_{ob}-2] & \dots & \psi_j^{(k)}[n-\bar{M}_{ij}+N_{ob}] \end{bmatrix}$$

$$\psi_j^{(k)}[n] = |x_j[n]|^{k-1} x_j[n]$$

III. 에뮬레이션 결과

그림 4(좌)은 [1]의 결과를 재현한 것이다. [1]와 같이 아날로그 간섭제거를 통해 약 65dB, 디지털 간섭제거를 통해 약 35dB 간섭이 제거되었음을 확인할 수 있다. 따라서 앞에서 보인 모형화가 유효하였음을 알 수 있다.

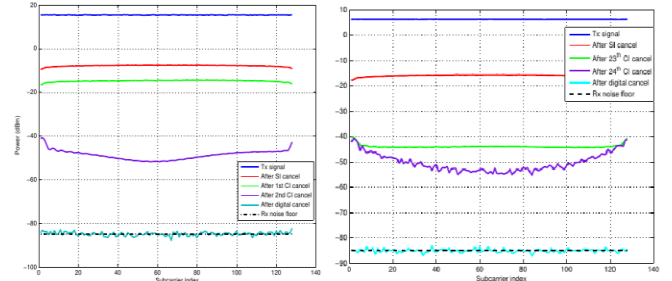


그림 4. 3개 안테나의 성능 재현(좌), 25개 안테나 예측(우)

그림 4(우)는 안테나 수를 25개로 늘렸을 때 예상되는 결과다. [1]의 구조를 사용했을 경우 수신기 잡음 레벨까지 간섭제거가 이루어지지만, 필터수는 625개, 탭수는 1596개로 안테나 수에 선형적이지 않음을 알 수 있었다. 따라서, 매시브 다중안테나 구조를 위해서는 더 간략한 아날로그 필터 설계 및 간섭제거 방식이 필요하다.

IV. 결론

본 논문에서는 전이중 다중안테나 송수신기를 모형화하고, 해당 모형으로 에뮬레이터를 작성해서 모형화가 잘 이루어졌음을 보였다. 기존의 구조로 안테나가 증가시킨 결과, 간섭 제거 자체는 가능하나, 하드웨어 복잡도가 비선형적으로 증가함을 확인했다. 따라서, 전이중 매시브 다중안테나 송수신기를 설계할 경우 하드웨어 복잡도를 고려한 회로 설계가 필요함을 알 수 있었다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구는 미래부가 지원한 2014년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음(12-911-04-004).

참고 문헌

[1] D. Bharadia and S. Katti, "Full duplex MIMO radios," in *Proc. USENIX NSDI '14*, pp. 359-372, Seattle, U.S.A., April 2014.