

낮은 복잡도를 갖는 Sample Matrix Inversion (SMI) 기법

*정성규 **이정우

서울대학교 전기컴퓨터 공학부, 뉴미디어 통신 공동 연구소

*csungq@wmspl.snu.ac.ke **junglee@snu.ac.kr

Low Complexity Sample Matrix Inversion (SMI) Technique

*Sungkyu Jung **Jungwoo Lee

Department of Electrical and Computer Engineering
Seoul National University, INMC

요약

적응 어레이(adaptive array) 기법은 이동통신 시스템에서 발생하는 동일채널 간섭신호를 제거하는 데에 효과적인 기술이다. 적응 어레이 기법 중 가장 널리 이용되는 SMI 기법은 높은 성능을 보이는 데 반해 상대적으로 많은 계산량을 필요로 한다. 본 논문에서는 역행렬의 크기를 줄임으로써 SMI 기법의 복잡도를 줄이는 방법을 제안한다. 제안하는 기법은 안테나 어레이 중 받은 신호의 파워가 가장 작은 안테나를 사용하지 않음으로써 안테나 어레이의 개수를 하나 줄이는 방식을 사용한다. 시뮬레이션 결과는 제안하는 방법의 복잡도가 낮음에도 불구하고 우수한 성능을 갖는다는 것을 입증한다.

1. 서론

이동통신 시스템은 셀 간 혹은 셀 내에서 발생하는 동일채널 간섭 신호와 다중경로 페이딩, 도플러와 같은 무선 채널 특성에 의해 시스템 성능과 용량이 제한된다. 이러한 성능 저하 요소에 대응하여 전체 시스템 용량을 늘릴 수 있는 기술 중 하나가 스마트 안테나 기술이다. 스마트 안테나 기술은 다수의 안테나 어레이(antenna array)를 사용하여 신호에 포함된 원하지 않는 간섭신호를 제거하기 위한 기술이다. 스마트 안테나 기법은 크게 스위치 빔 형성(switche beamforming) 기법과 적응 어레이(adaptive array) 기법으로 나눌 수 있고, 그 중에서도 적응 어레이 기법은 무선 채널 특성의 변화에 따라 원하는 신호가 있는 방향으로만 빔을 형성하여 원하지 않는 간섭 신호를 효과적으로 제거할 수 있다.

많은 적응 어레이 기법이 연구되어 왔지만 [1] 그 중에서도 특히 가장 널리 이용되는 기법이 sample matrix inversion (SMI) [2] 방식이다. SMI 방식은 안테나 어레이에서 받은 신호의 상관 행렬(correlation matrix)의 역행렬을 구해 이를 직접 곱하여 최적화된 빔 형성 벡터를 얻어낸다. 때문에 다른 적응 어레이 기법에 비해 수렴(convergence) 속도가 매우 빠르고 좋은 성능을 갖는다는 장점이 있다. 그러나 역행렬을 직접 구해야 하기 때문에 안테나 어레이의 크기의 세제곱에 비례하는 복잡도를 갖는다. 최근의 고속화된 통신에서 각광 받는 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) 통신 시스템에서 SMI 방식을 이용할 때에는 각각의 부반송파(subcarrier)에 대해 모두 역행렬을 구해야 하고 이는 시스템의 복잡도를 크게 증가시킨다. 이처럼 SMI 방식에서는 그 계산량의 감소가 중요한 문제가 되고 이를 위한 연구가 진행되어 왔다 [3][4].

본 논문에서는 계산되는 역행렬의 크기를 줄이는 방식을 제안한다. 역행렬의 계산이 SMI 방식의 복잡도에 큰 부분을 차지하기 때문

에, 역행렬의 크기의 감소는 시스템의 복잡도를 크게 감소시킬 것이라 기대된다.

2. 낮은 복잡도의 SMI 기법

가. SMI 기법 검토

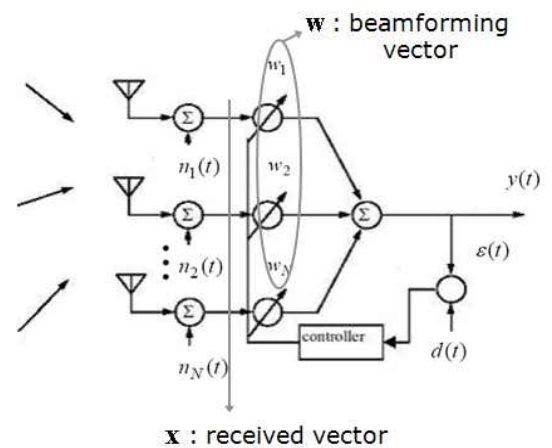


그림 1 적응 어레이 기법의 블록도

그림 1은 적응 어레이 기법의 시스템 모델을 나타낸다. 안테나 어레이에 입력된 신호 벡터 \mathbf{x} 에 빔형성 벡터 \mathbf{w} 가 곱해져 출력신호 y 를 얻는다. 이 때, 출력신호 y 와 우리가 얻어내고자 하는 신호 d 의 오차 e 의 mean square 값을 최소로 만드는 빔형성 벡터 \mathbf{w} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{r}_x \quad \text{where } \mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H], \mathbf{r}_x = E[d^* \mathbf{x}]$$

SMI 기법은 다음 식과 같이 K 개의 신호 샘플들의 시간 평균으로 상관 행렬 \mathbf{R}_x 와 상관 벡터 \mathbf{r}_x 를 유추해낸 후, 직접적인 행렬의 역연산을 이용해 빔형성 벡터를 구한다.

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k), \hat{\mathbf{r}}_x = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K d^*(k)\mathbf{x}^H(k) \quad (1)$$

$$\mathbf{w}_{\text{SMI}} = \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \hat{\mathbf{r}}_x$$

매 신호 샘플마다 적응적으로 값을 변화시키는 LMS나 RLS 기법 등과 달리, SMI는 신호 샘플들로 얻어진 값을 통해 직접적으로 빔형성 벡터를 구하기에, 수렴 속도가 빠르고 좋은 성능을 갖는다. 그에 반해 상관 행렬의 역행렬을 구하는 과정에 필요로 하기에, 상관 행렬의 크기 즉 안테나 어레이의 개수(N)의 세 제곱에 비례하는 높은 복잡도를 갖는다.

나. 낮은 복잡도를 갖는 SMI 기법 제안

적응 어레이는 안테나 어레이의 개수가 많을수록 더욱 많은 수의 간섭신호를 더욱 효과적으로 제거할 수 있다. N 개의 안테나를 이용해 SMI 기법을 적용하는 것이 $N-1$ 개의 안테나를 이용하는 것에 비해 같은 신호 대 간섭 비 (SIR: signal to interference ratio) 상황에서 더 좋은 성능을 갖는 것은 당연하다. 그렇지만 이 때 필요한 계산량을 고려해 보면, N 개의 안테나를 사용하였을 때가 더욱 많은 계산 복잡도를 갖고 둘의 복잡도의 차이는 N 의 값이 커질수록 증가한다. 이에 본 논문에서는 N 개의 안테나 어레이에서 $N-1$ 개의 안테나 어레이만을 골라서 사용하는 방법을 생각해 본다. 이 방법을 통해 $N-1$ 개의 안테나만을 사용할 때의 복잡도를 가지면서 더 높은 성능을 갖는, 때로는 N 개의 안테나를 사용하는 것 이상의 성능을 보이는 방법을 제안한다.

SMI 기법에서 식 (1)의 상관 행렬과 상관 벡터는 다음과 같은 형태로 변형하는 것이 가능하다.

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{K} \mathbf{X}_K \mathbf{X}_K^H(k), \hat{\mathbf{r}}_x = \frac{1}{K} \mathbf{d}^*(k) \mathbf{X}_K^H(k)$$

$$\mathbf{d}(k) = [d(1+kK) \ d(2+kK) \ \dots \ d(K+kK)]$$

$$\mathbf{X}_K(k) = \begin{bmatrix} x_1(1+kK) & x_1(2+kK) & \dots & x_1(K+kK) \\ x_2(1+kK) & x_2(2+kK) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ x_N(1+kK) & \dots & & x_N(K+kK) \end{bmatrix}$$

위 식의 $\mathbf{X}_K(k)$ 의 i 번째 행은 i 번째 안테나가 K 시간동안 받은 수신 신호를 의미한다. 우리는 각각의 안테나가 받은 신호의 파워를 고려하고, 가장 적은 수신 파워를 갖는 하나의 안테나를 배제하는 방법을 제안한다. 즉, $\mathbf{X}_K(k)$ 의 각 행의 norm을 구하였을 때, 만약 j 번째 행의 norm이 가장 작았다면 우리는 j 번째 안테나가 받은 신호를 아예 고려하지 않고, 나머지 $N-1$ 개의 안테나에서 받은 정보만을 이용해 빔형성 벡터를 구한다. 제안한 기법은 원하는 신호가 원하지 않는 간섭

신호보다 높은 파워를 갖는다면 수신 신호의 상당수를 차지하는 것은 원하는 신호라는 의미이고, 이에 수신 신호의 파워가 큰 것이 원하는 신호를 보다 더 많이 포함하고 있을 것이라는 생각에서 비롯한다.

그림 2는 $N=5$ 개의 안테나 어레이를 갖는 상황에서 4개의 안테나만을 사용하였을 때의 시뮬레이션 결과이다. 제안한 기법은 단순히 4개의 안테나만을 사용한 것 보다 훨씬 좋은 성능을 보이며, 높은 SIR 영역에서는 5개의 안테나 모두를 사용한 것보다도 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 이에 반해, 제안한 기법과 반대로 가장 높은 수신 파워를 갖는 안테나를 제외한 경우에는 단순히 4개의 안테나를 사용한 것보다도 안 좋은 성능을 보이며, 이는 역으로 제안한 방식의 이론적 타당함을 입증해 준다.

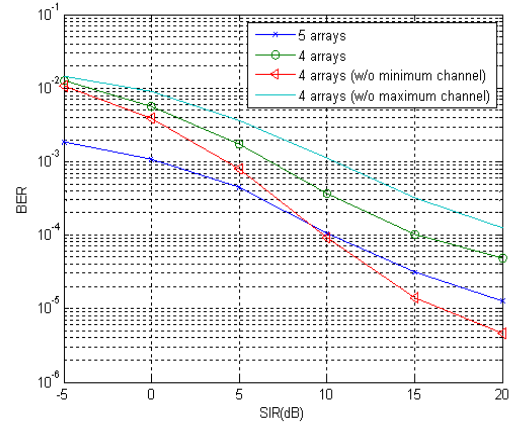


그림 2 시뮬레이션 결과

5개의 안테나 중 4개의 안테나만을 사용한 경우가 5개의 안테나를 모두 사용한 것보다 높은 SIR 영역에서는 오히려 좋은 성능을 보인다는 것은 놀라운 결과이다. 이는 다음과 같이 해석할 수 있다. 앞서 언급했듯이, SIR 값이 클수록 수신 신호에서 원하는 신호가 차지하는 비율이 지배적이 된다. 즉, 가장 낮은 수신 파워를 갖는 안테나를 제거한다는 것은 가장 많은 양의 간섭 신호를 갖고 있는 안테나를 제거한다는 것과 같은 의미이다. 때문에 간섭 신호를 많이 포함하고 있는 불량스런 안테나까지 다 사용하는 것 보다, 원하는 신호만을 지배적으로 포함한 우수한 안테나들만을 이용하여 빔형성 벡터를 형성하는 것이 원하는 신호를 얻기에 더 적합할 수 있다.

제안한 방식은 높은 성능을 갖는 것 이외에 또 다른 장점을 갖는다. 이는 빔형성 벡터를 계산하는 데에 필요한 복잡도가 $N-1$ 개의 안테나를 사용할 때에 비해 거의 늘지 않는다는 점이다. 각 안테나의 수신 파워를 구하는 과정, 즉 $\mathbf{X}_K(k)$ 의 각 행의 파워를 구하는 과정은 어떤 추가적인 복잡도를 요구하지 않는다. $\mathbf{X}_K(k)$ 의 각 행의 평균 파워는 곧 $\hat{\mathbf{R}}_x$ 의 대각 성분들(diagonal elements)이 되기 때문이다. 제안한 알고리즘을 정리하면 다음과 같다. 먼저, N 개의 안테나에서 받아들인 신호 $\mathbf{X}_K(k)$ 를 통해 $N \times N$ 상관 행렬 $\hat{\mathbf{R}}_x$ 를 구한다. $\hat{\mathbf{R}}_x$ 의 대각 성분들 중 가장 작은 값을 갖는 성분이 위치한 행과 열을 $\hat{\mathbf{R}}_x$ 에서 지워버리고 새로운 $(N-1) \times (N-1)$ 행렬을 만든다. 이 과정은 그림 3에 표현되어 있다.

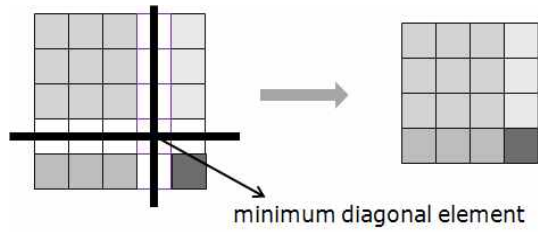


그림 3 행렬의 크기를 줄이는 과정

그 후, 크기가 줄어든 상관 행렬의 역연산을 통해 빔형성 벡터를 구한다.

3. 결론

본 논문에서는 적응 어레이 기법에서 널리 이용되는 SMI 기법에 서 그 복잡도를 줄이는 방법을 제안하였다. 제안한 방식은 N 개의 안테나 중 $N-1$ 개의 안테나만을 사용하여 상관 행렬의 크기를 줄이는 기법이다. 이는 마치 MIMO 시스템에서의 안테나 선택 기법과 유사한 아이디어라 볼 수 있다. 상관 행렬의 크기를 줄임으로써, SMI 기법의 복잡도에서 큰 부분을 차지하는 역행렬 과정의 복잡도를 낮출 수 있다. 시뮬레이션 결과는 제안한 기법이 성능 역시 우수하며, 높은 SIR 영역에서는 N 개의 안테나를 이용한 경우보다도 좋아질 수 있음을 보여준다.

참고문헌

- [1] B. Widrow *etal.*, "Adaptive antenna systems," in *Proc. IEEE*, Dec. 1967.
- [2] I. S. Reed, J. D. Mallett, and L. E. Brennan, "Rapid convergence rate in adaptive arrays," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Nov. 1974.
- [3] T. Hanson, and J. Essman, "Cascade array structures," *Southeastern Symposium on Systems Theory*, Mar .1990.
- [4] S. Jung, and J. Lee, "Sub-group adaptive array techniques based on Sample Matrix Inversion (SMI)," 대한전자공학회, 2009.