

# SNR에 기초한 순환적 전치 부호를 가지는 시스템에서 고유필터를 사용한 잡음 제거

김진국\*

## Noise Reduction by Using Eigenfilter in Cyclic Prefix System Based on SNR

Jin-Goog Kim\*

### 요약

본 논문에서는 순환적 전치 부호를 가지는 시스템에서 수신기에 나타나는 잡음신호를 제거하는 기법에 대해 다룬다. 수신된 블록의 SNR을 추정하여 잡음신호가 작을 때 수신된 블록으로부터 자기상관행렬을 구하고, 신호 부분공간(signal subspace)에 속하는 고유벡터를 자기상관행렬의 고유치 분해를 통해 얻는다. 신호 고유벡터를 위한 자기상관행렬은 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하여 얻는다. 일반적인 OFDM 시스템에서는 순환적 전치 부호를 가지는 심볼을 전송하기 때문에 본 논문에서 제안한 방법은 송·수신기의 구조를 변경하지 않는 장점을 가진다. 고유필터를 위해 얻어진 신호 고유벡터를 사용하여 수신된 블록을 필터링함으로써 잡음신호를 제거한다. 제안된 방법의 타당성 검증을 위해 송신 신호에 대한 영구 여기(persistence of excitation) 조건을 확인하고 시뮬레이션을 통해 검증한다.

**Key Words** : OFDM, Eigenfilter, Noise Reduction, Cyclic prefix system

### ABSTRACT

In this paper, we propose the noise reduction method by using the eigenfilter in cyclic prefix system based on SNR. To obtain the signal eigenvectors for the eigenfiltering, we propose a method of obtaining the autocorrelation matrix by exploiting the circulant property of the received block which results from the cyclic extension of the OFDM symbol. Since the structures of the transmitter and the receiver are not changed, the proposed method is easy to apply to the conventional OFDM system. To verify the proposed method, we evaluate the persistency of excitation (POE) criterion for the input and demonstrate the effectiveness of the proposed method in the simulation results.

### I. 서론

스마트폰과 같은 모바일 디바이스의 등장으로 언제 어디서나 손쉽게 무선 접속을 통한 데이터 통신이 가능해지면서 유선 네트워크 기반의 데이터 통신에서

요구되던 고속의 대용량 데이터 전송을 무선 네트워크 기반의 데이터 통신에서도 기대하게 되었다. 무선 네트워크 시스템에서는 데이터 전송률을 높이기 위하여 다중입출력(MIMO) 안테나 시스템과 직교주파수 분할변조 방법인 OFDM (Orthogonal Frequency

\* 본 연구는 국방과학연구소 국방전파자원 특화연구실사업으로 수행되었습니다.

• First Author : Agency for Defense Development, jingoog@gmail.com, 정회원

논문번호 : KICS2014-08-305, Received August 18, 2014; Revised October 1, 2014; Accepted October 1, 2014

Division Multiplexing)을 결합한 MIMO-OFDM 시스템이 널리 이용되고 있다. 센서 네트워크에서도 멀리 떨어진 곳에 위치한 센서노드와 싱크노드간 데이터를 주고받기 위해 무선 네트워크를 기반으로 데이터 통신이 이뤄지고 있다. 군사용 목적으로 운용되는 무선 센서 네트워크의 경우에는 높은 데이터 전송률과 더불어 데이터 전송의 신뢰성 또한 요구된다. 신뢰성 높은 고속의 데이터 전송을 위해서는 서비스 용도별 배타적으로 할당된 많은 주파수 자원이 필요하다. 그러나 무선 네트워크를 기반으로 하는 서비스의 급속한 증가와 한정된 주파수 자원으로 인해 주파수 자원은 시간과 공간적으로 재사용되어 공유되고 있다. 주파수 재사용은 무선 센서 네트워크에서 수신하는 잡음신호의 세기를 증가시키고 증가된 잡음신호는 데이터 변조율을 낮추어 무선 센서 네트워크에서 필요로 하는 데이터 전송률을 달성하지 못하게 한다. 특히 군사용 목적으로 운용되는 센서 네트워크에서는 잘 계획된 셀 계획에 의해 센서노드의 배치가 이뤄지는 것이 아니라 관심지역에 무작위로 집중 배치됨에 따라 센서 네트워크에서 수신된 잡음신호의 세기는 무선 센서네트워크의 성능에 큰 영향을 끼치게 된다. 따라서 무선 센서 네트워크에서 신뢰성 있는 고속의 대용량 데이터 전송을 보장하기 위해서는 MAC/Network 계층에서의 성능 개선뿐만 아니라 우선적으로 수신기에 나타나는 잡음신호를 제거하거나 억압할 필요가 있다. 잡음신호를 제거하고 관리하기 위한 다양한 방법<sup>[3,6-8]</sup>이 제안되었지만 대표적으로 신호 검출과 결합한 잡음신호 제거(Joint desired and interfering signal detection/cancellation) 기법이 있다. 그러나 신호 검출을 통한 잡음신호 제거는 채널 정보와 변조방법 같은 추가적인 정보를 필요로 하는 단점이 있다.

본 논문에서는 순환적 전치 부호를 가지는 시스템 특성을 이용하여 추가적인 정보 없이 잡음신호를 제거하는 방법을 제안한다. 수신된 블록의 SNR을 추정하여 잡음신호가 작을 때 수신된 블록으로부터 상관행렬을 구하고, 고유치 분해를 통해 신호 고유벡터를 얻어 잡음신호 제거를 위한 고유필터를 구성한다. 신호 고유벡터를 얻기 위한 자기상관행렬은 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하여야 하며, 이를 위해 본 논문에서는 순환적 전치 부호에 의해 나타나는 수신된 블록의 순환적 특성을 활용한다. 일반적인 OFDM 시스템에서는 순환적 전치 부호를 가지는 심볼을 전송하기 때문에 본 논문에서 제안하는 방법은 송·수신기의 구조를 변경하지 않는 장점을 가진다. 신호 고유벡터를 사용하여 수신

된 블록을 필터링함으로써 잡음신호가 제거될 수 있음을 보인다.

## II. 시스템 모델

### 2.1 송·수신 데이터 모델

본 논문에서는  $N_T$  개의 송신기와  $N_R$  개의 수신기로 구성된 MIMO-OFDM 시스템을 고려하고,  $N_b$  개의 데이터 블록을 전송하는 동안 변하지 않는 준정적 (quasi-static) 채널을 가정한다. 데이터 블록 인덱스와 OFDM 심볼의 부반송파 개수를 각각  $i$ 와  $N$ 으로 나타내면 송신기에서 전송되는 데이터 블록  $x^{(i)}$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$x^{(i)} = [[x^{(i)}(0)]^T, [x^{(i)}(1)]^T, \dots, [x^{(i)}(N-1)]^T]^T \quad (1)$$

여기서,  $x^{(i)}(k) = [x_1^{(i)}(k), \dots, x_{N_T}^{(i)}(k)]^T$ 이고  $x_t^{(i)}(k)$ 는  $i$  번째 데이터 블록의  $k$  번째 부반송파에 의해  $t$  번째 송신기에 의해 전송되는 데이터 샘플을 의미한다. 식 (1)의 데이터 블록  $x^{(i)}$ 은 역푸리에 변환을 거친 후 OFDM 심볼  $s^{(i)}$ 로 나타난다. 열벡터  $F(n) = (1/\sqrt{N})[e^{-j2\pi(0)n/N}, \dots, e^{-j2\pi(N-1)n/N}]^T$ 를 가지는 DFT 행렬을  $F := [F(0), \dots, F(N-1)]$ 라고 하면 OFDM 심볼  $s^{(i)} = [[s^{(i)}(0)]^T, \dots, [s^{(i)}(N-1)]^T]^T$ 은 DFT 행렬과  $s^{(i)} = (F \otimes I_{N_T})^H x^{(i)}$ 의 관계를 가진다. 여기서,  $\otimes$ 는 Kronecker product이고  $(\cdot)^H$ 는  $(\cdot)$ 의 complex conjugate transpose를 나타낸다. OFDM 심볼  $s^{(i)}$ 은 다중경로 채널을 통과하고 공간과 시간적으로 상관되지 않는 평균 0을 가지는 복소 가우시안 잡음에 의해 영향을 받는다. 수신기에서 얻어진 수신된 신호  $r^{(i)}(n)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$r^{(i)}(n) = \sum_{l=0}^L h(l)s^{(i)}(n-l) + z^{(i)}(n) \quad (2)$$

$$n = 0, \dots, N-1$$

여기서,  $z^{(i)}(n)$ 은 상관행렬  $\sigma_z^2 I_{N_R}$ 을 가지는 가우시안 잡음을 나타내는  $N_R \times 1$  벡터이고  $L$ 은 최대 채널 차수,  $h(l)$ 은 아래와 같이 표현되는 채널 응답을 나타낸다.

$$h(l) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(l) & \dots & h_{1,N_T}(l) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}(l) & \dots & h_{N_R,N_T}(l) \end{bmatrix},$$

$h_{j,t}(l)$ 은  $t$  번째 송신안테나와  $j$  번째 수신안테나에 대응하는  $l$  만큼 지연된 채널 응답을 나타낸다.

2.2 자기상관행렬과 신호 고유벡터

본 절에서는 첫 번째 절에서 정의된 송·수신 데이터 모델로부터 고유필터링을 위한 신호 고유벡터를 구하는 일반적인 방법에 대해 설명한다.  $N_b$  개의 수신된 블록으로부터 자기상관행렬을 얻고 고유치 분해를 통해 신호 고유벡터를 구하는 경우를 고려한다. 수신 안테나에서 수신된 신호  $r^{(i)}(n)$ 는 다음과 같이 행렬-벡터 형식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} r^{(i)} &= Hs^{(i)} + z^{(i)} \\ &= HF_{N_T}^H x^{(i)} + z^{(i)} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,

$$\begin{aligned} r^{(i)} &= [[r^{(i)}(0)]^T, [r^{(i)}(1)]^T, \dots, [r^{(i)}(N-1)]^T]^T \\ s^{(i)} &= [[s^{(i)}(0)]^T, [s^{(i)}(1)]^T, \dots, [s^{(i)}(N-1)]^T]^T \\ z^{(i)} &= [[z^{(i)}(0)]^T, [z^{(i)}(1)]^T, \dots, [z^{(i)}(N-1)]^T]^T \\ H &= \begin{bmatrix} h(0) & & h(L) & \dots & h(1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(L) & & h(0) & & h(L) \\ & \ddots & \vdots & \ddots & \\ & & h(L) & h(L-1) & \dots & h(0) \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

그리고  $F_{N_T}^H = F^H \otimes I_{N_T}$ 를 나타낸다. 식 (2)와 (3)에 서  $n < 0$ 에 해당하는 샘플  $s^{(i)}(n)$ 은 보호구간에서 기인하는 데이터 샘플을 의미하며, 일반적으로 보호구간은 최대 채널 차수 보다 크고 순환적 전치 부호로 표현된다. 신호 고유벡터를 사용하여 수신된 신호를 재구성하기 위해서는 일반적인 부분공간 기법<sup>[2]</sup>에서 요구되는 것처럼 다음의 가정을 따른다.

- A1)  $N_R > N_T$
- A2)  $h(0), h(L)$ , 그리고 모든  $z$ 에 대하여  $\Gamma(z) = \sum_{l=0}^L h(l)z^{-l}$ 는 full column rank를 가진다.
- A3) 가우시안 잡음은 전송 신호와 상관되지 않는다.

수신된 블록  $r^{(i)}$ 의 자기상관행렬은  $R_r = E\{rr^H\} = \Xi R_x \Xi^H + \sigma_z^2 I_{NN_R}$  처럼 통계적 평균으로 표현되고 여기서  $\Xi$ 는  $\Xi = HF_{N_T}^H$ 을 의미한다. 앞선 가정으로부터 행렬  $\Xi$ 가 full column rank를 가지기 때문에  $NN_T \times NN_T$  크기의 자기상관행렬  $R_x = E\{xx^H\}$ 가 full rank를 가진다면  $\Xi R_x \Xi^H$ 의 rank는  $NN_T$ 가 되어 자기상관행렬  $R_r$ 는 서로 직교하는 신호 고유벡터와 잡음 고유벡터로 구성된 크기  $NN_T$ 의 신호 부분공간  $U_s$ 와 크기  $d = NN_R - NN_T$ 를 가지는 잡음 부분공간  $U_n$ 인 두 개의 부분공간으로 구성된다.  $R_x = E\{xx^H\}$ 가 full rank를 가지는 조건이 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistency of excitation) 조건이 되며 신호 고유벡터를 사용하여 수신된 블록을 재구성하기 위해서는 반드시 만족되어야 한다. 내림차순으로 정렬된  $NN_R$  개의 고유치  $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_{NN_R}$ 에 대해 신호 고유벡터는 상위  $NN_T$  개의 고유치  $\lambda_1 > \dots > \lambda_{NN_T}$ 를 가지는 신호 부분공간  $U_s = \{v_1, \dots, v_{NN_T}\}$ 에 속하고, 잡음 고유벡터는 하위  $d$ 개의 고유치  $\lambda_{NN_T+1} > \dots > \lambda_{NN_R}$ 를 가지는 잡음 부분공간  $U_n = \{v_{NN_T+1}, \dots, v_{NN_R}\}$ 에 속한다.

식 (3)에서 잡음신호를 무시하면  $\Xi$ 의 범위 공간 (range space)과 신호 부분공간  $U_s$ 은 크기  $NN_T$ 를 가지는 공간을 공유한다는 사실로부터 신호 고유벡터를 기저로 아래와 같이 수신된 블록  $r^{(i)}$ 를 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r^{(i)} &= \sum_{q=1}^{NN_T} v_q^H \Xi x^{(i)} v_q \\ &= \sum_{q=1}^{NN_T} v_q^H H F_{N_T}^H x^{(i)} v_q \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)로부터 정확한 신호 고유벡터를 알면 잡음신호를 최소화한 수신된 블록을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 잡음신호를 최소화 하는 정확한 신호 고유벡터를 얻기 위해서는 정확한 자기상관행렬  $R_r$ 가 필요하다. 그러나 실제 무선 통신 환경에서는  $N_b$  개의 연속적으로 수신된 블록으로부터 자기상관행렬  $R_r$ 을 아래와 같이 산술평균하여 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \widehat{R}_r &= \frac{1}{N_b} \sum_{i=1}^{N_b} r^{(i)} [r^{(i)}]^H \\ &= \frac{1}{N_b} (\widetilde{r} \widetilde{r}^H) = \widehat{U} \widehat{\Theta} \widehat{U}^H \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,  $\widetilde{r} = HF_{N_T}^H [x^{(1)}, \dots, x^{(N_b)}] + [z^{(1)}, \dots, z^{(N_b)}]$ ,  $\widehat{\Theta} = \text{diag}(\widehat{\lambda}_q)$ 는 고유치  $\widehat{\lambda}_1 > \widehat{\lambda}_2 > \dots > \widehat{\lambda}_{N_{N_T}}$ 로 구성된 대각행렬을 의미한다. 그리고  $\widehat{U}_s$ 는 고유치  $\widehat{\lambda}_1 > \dots > \widehat{\lambda}_{N_{N_T}}$ 에 대응하는 신호 고유벡터의 집합  $\widehat{U}_s = \{\widehat{v}_1, \dots, \widehat{v}_{N_{N_T}}\}$ 을  $\widehat{U}_n$ 은 고유치  $\widehat{\lambda}_{N_{N_T}+1} > \dots > \widehat{\lambda}_{N_{N_T}}$ 에 대응하는 잡음 고유벡터의 집합  $\widehat{U}_n = \{\widehat{v}_{N_{N_T}+1}, \dots, \widehat{v}_{N_{N_T}}\}$ 을 나타낸다. 실제 무선 통신 환경에서는 산술평균하여 얻어진 자기상관행렬  $\widehat{R}_r$ 을 고유치 분해함으로써 신호 부분공간에 속하는 신호 고유벡터의 집합  $\widehat{U}_s$ 을 추정하여 잡음신호를 제거한다. 식 (5)에서 알 수 있듯이 자기상관행렬을 얻기 위해 필요한 수신 블록 개수  $N_b$ 가 적으면 신호 부분공간의 정확성에 영향을 미치는 기생오차 (residual error)가 나타난다<sup>4,5)</sup>. 따라서 부정확한 신호 부분공간에 속하는 신호 고유벡터를 사용하여 수신 신호를 필터링 하면 기생오차로 인해 잡음신호를 제거하지 못하게 된다. 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하면서 신호 고유벡터를 정확하게 추정하기 위해서는 많은 수신 블록을 필요로 한다. 그러나 실제 무선 통신 환경에서는 시간에 따라 채널이 변하기 때문에 정확한 신호 고유벡터를 얻을 만큼 충분히 큰  $N_b$ 를 보장받지 못하기 때문에 실제 무선 통신 환경을 고려한 자기상관행렬  $\widehat{R}_r$ 을 얻기 위한 방법이 필요하다.

### III. 순환적 특성을 이용한 자기상관행렬과 잡음신호 제거

자기상관행렬을 얻기 위한 수신 블록의 개수  $N_b$ 가 적더라도 수신된 블록의 순환적 특성을 사용함으로써 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족할 가능성을 높여 정확한 자기상관행렬을 얻을 수 있는 방법을 제안한다. 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하기 위해 식 (3)의 데이터 모델을 다음과 같이 다시 정의한다.

$$\begin{aligned} r_k^{(i)} &= Hs_k^{(i)} + z_k^{(i)} \\ &= \Lambda \overline{X}^{(i)} T(k) + z_k^{(i)}, \quad k = 0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (6)$$

여기서,

$$\begin{aligned} r_k^{(i)} &= [[r^{(i)}((k)_N)]^T, \dots, [r^{(i)}((k+N-1)_N)]^T]^T, \\ s_k^{(i)} &= [[s^{(i)}((k)_N)]^T, \dots, [s^{(i)}((k+N-1)_N)]^T]^T, \\ z_k^{(i)} &= [[z^{(i)}((k)_N)]^T, \dots, [z^{(i)}((k+N-1)_N)]^T]^T, \\ \Lambda &= I_N \otimes [\Gamma(0), \dots, \Gamma(N-1)], \\ \overline{X}^{(i)} &= I_N \otimes \begin{bmatrix} x^{(i)}(0) & & \\ & \ddots & \\ & & x^{(i)}(N-1) \end{bmatrix}, \\ T(k) &= [[F((k)_N)]^H, \dots, [F((k+N-1)_N)]^H]^T, \end{aligned}$$

그리고  $(n)_N$ 은  $N$ 으로 나눈 나머지,  $N_R \times N_T$  행렬  $\Gamma(k)$ 는  $\Gamma(k) = \sum_{l=0}^L h(l) e^{-j2\pi kl/N}$ ,  $\overline{X}^{(i)}$ 는  $N_{N_T} \times NV$  행렬을 나타낸다. 식 (6)에서  $r_0^{(i)}$ 는 식 (3)의 수신된 블록  $r^{(i)}$ 와 같음을 알 수 있다. 제안한 방법에서는 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족할 가능성을 높이기 위해 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하여 자기상관행렬을 다음과 같이 구한다.

$$\widehat{R}_r^{(i)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r_k^{(i)} [r_k^{(i)}]^H = \frac{1}{N} (\overline{r}^{(i)} [\overline{r}^{(i)}]^H) \quad (7)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \overline{r}^{(i)} &= \Lambda \overline{X}^{(i)} [T(0), \dots, T(N-1)] + \overline{z}^{(i)} \\ &= \Lambda \overline{X}^{(i)} T + \overline{z}^{(i)} \end{aligned} \quad (8)$$

그리고  $\overline{z}^{(i)}$ 는  $\overline{z}^{(i)} = [z_0^{(i)}, \dots, z_{N-1}^{(i)}]$ 을 나타낸다. 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하여 자기상관행렬을 얻을 때 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족할 가능성이 높은지 확인하기 쉽도록  $\Lambda \overline{X}^{(i)} T$ 를 행-동치행렬로 아래와 같이 변환한다.

$$\Lambda \overline{X}^{(i)} T = \begin{bmatrix} \Gamma(0) & & \\ & \ddots & \\ & & \Gamma(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^{(i)}(0) & & \\ & \ddots & \\ & & x^{(i)}(N-1) \end{bmatrix} F^H \quad (9)$$

전송되는 데이터 심볼  $x^{(i)}(k)$ 은  $N_T \times 1$  벡터이므로 변조 방법에 상관없이 항상 rank로 1을 가진다. 따라서, 위 식 (9)에서 알 수 있듯이  $diag(\Gamma(0), \dots, \Gamma(N-1))$ 는 full column rank,  $F^H$ 는 full row rank,  $diag(x^{(i)}(0), \dots, x^{(i)}(N-1))$ 는 rank로  $N$ 을 가지기 때문에  $\Lambda \bar{X}^{(i)} T$ 는 항상 rank로  $N$ 을 가짐을 알 수 있다. 송신 안테나 개수  $N_T$ 가 1일 때 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하면 수신된 블록의 자기상관행렬  $\hat{R}_r^{(i)}$ 는 항상 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하게 된다. 기존 방법과의 비교를 위해 식 (3)을 살펴보면  $r^{(i)} = r_0^{(i)}$  관계에 의해  $HF_{N_T}^H x^{(i)}$ 는 rank가 1이 되기 때문에 수신된 블록의 순환적 특성을 사용한 제안된 방법은 기존의 방법<sup>[2]</sup>보다  $N$ 배 큰 rank를 가지게 됨을 알 수 있다. 연속된  $N_b$ 개의 수신된 블록에 대해서 자기상관행렬은 아래와 같이 얻어진다.

$$\hat{R}_r = \frac{1}{N_b} \sum_{i=1}^{N_b} \hat{R}^{(i)} = \frac{1}{NN_b} (\bar{r} \bar{r}^H) \quad (10)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \bar{r} &= \Lambda \left( I_{N \otimes} \begin{bmatrix} \bar{x}(0) \\ \vdots \\ \bar{x}(N-1) \end{bmatrix} \right) [T \otimes I_{N_b}] + \bar{z}, \\ &= \Lambda \bar{X} T_{N_b} + \bar{z} \end{aligned}$$

그리고  $\bar{x}(k) = [x^{(1)}(k), \dots, x^{(N_b)}(k)]$ ,  $\bar{z}(k) = [z^{(1)}(k), \dots, z^{(N_b)}(k)]$ ,  $T_{N_b} = T \otimes I_{N_b}$ ,  $\bar{X}$ 는  $NNN_T \times NNN_b$  행렬을 나타낸다.  $\Lambda \bar{X}^{(i)} T$ 의 행-동치행렬로부터  $\Lambda \bar{X} T_{N_b}$ 의 행-동치행렬은 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\Lambda \bar{X} T_{N_b} \equiv \begin{bmatrix} \Gamma(0) & & \\ & \ddots & \\ & & \Gamma(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}(0) & & \\ & \ddots & \\ & & \bar{x}(N-1) \end{bmatrix} F_{N_b}^H$$

여기서,  $F_{N_T}^H$ 는  $F_{N_b}^H = F^H \otimes I_{N_b}$ 를 나타낸다. 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하기 위해  $N_T \times N_b$  행렬  $\bar{x}(k)$ 의 rank는 모

든  $k$ 에 대하여  $N_T$ 가 되어야 하며 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$rank(\bar{x}(k)) = N_T \text{ for } k = 0, \dots, N-1 \quad (11)$$

기존의 방법<sup>[2]</sup>에서는 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하기 위해  $(NN_T \times N_b)$  행렬  $[x^{(1)}, \dots, x^{(N_b)}]$ 가 full row rank가 되어야 한다) 최소  $NN_T$  개의 수신 블록이 필요한 것과 비교하여 순환적 특성을 이용하면 상대적으로 적은 수의 수신 블록을 사용해도 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하는 자기상관행렬을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

자기상관행렬을 얻기 위해  $N_b$  개의 블록을 수신하는 동안 채널이 변하지 않아야 하므로 자기상관행렬을 구하기 위해 사용할 수 있는 최대 허용 가능한 수신된 블록의 개수  $N_{b_{\max}}$ 는 아래와 같이 결정된다.

$$N_{b_{\max}} = \left\lfloor \frac{T_c W}{N+L} \right\rfloor$$

여기서,  $T_c$ 는 채널이 변하지 않는 시간 구간,  $W$ 는 시스템 대역폭을 의미한다.

시간적으로 변하는 실제 무선 통신 환경에서는 자기상관행렬을 얻기 위해 사용 가능한 최대 수신된 블록의 개수  $N_{b_{\max}}$ 가 결정되므로 자기상관행렬 계산시 수신된 블록의 SNR을 기초로 잡음신호가 적은 블록을 선별하여 사용하면 보다 정확한 자기상관행렬을 구할 수 있다. 송신 안테나의 개수가  $N_T = 1$ 인 경우  $N_{b_{\max}}$ 개의 수신된 블록 중 SNR이 가장 높은 블록을 선정하면 상대적으로 정확한 자기상관행렬을 얻을 수 있다. 송신 안테나의 개수가  $N_T \geq 2$ 인 경우 식 (11)의 조건으로부터 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하기 위해 필요한 최소한의 수신된 블록의 개수  $N_{b_{\min}}$ 는  $N_{b_{\min}} \geq N_T$ 가 되기 때문에 높은 SNR을 가지는 상위  $N_{b_{\min}}$ 개 이상의 블록을 선정하면 상대적으로 정확한 자기상관행렬을 얻을 수 있다. 수신된 블록의 SNR은 아래 식 (12)에 의해 추정함으로써 얻을 수 있다.

$$\frac{S}{N} [dB] = 10 \log_{10} \left( \frac{\hat{\sigma}_S^2}{\hat{\sigma}_N^2} \right) \quad (12)$$

여기서,

$$\hat{\sigma}_N^2 = \frac{1}{(NN_R - NN_T)} \sum_{q=NN_T+1}^{NN_R} \hat{\lambda}_q,$$

$$\hat{\sigma}_S^2 = \frac{1}{NN_T} \left[ \left( \sum_{q=1}^{NN_T} \hat{\lambda}_q \right) - (NN_R - NN_T) \hat{\sigma}_N^2 \right].$$

잡음신호가 데이터 심볼을 전송하는 동안 분산되어 발생한다면 SNR 기준치인  $SNR_{Th}$ 를 정하고, 수신된 블록의  $SNR^{(i)}$ 이  $SNR^{(i)} > SNR_{Th}$ 를 만족하면 자기상관행렬을 얻기 위한 블록으로 선정할 수 있다. 그림 1.은 SNR에 기초하여 자기상관행렬을 얻는 과정을 나타낸다.

SNR에 기초하여 얻어진 자기상관행렬  $\hat{R}_r$ 를 고유치 분해함으로써 잡음신호 제거를 위한 신호 고유벡터  $\hat{v}_q$ 를 얻게 되고, 최종적으로 신호 고유벡터  $\hat{v}_q$ 와 식 (4)로부터 잡음신호를 최소화한 수신된 블록  $\hat{r}^{(i)}$ 을 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\hat{r}^{(i)} = \sum_{q=1}^{NN_T} \hat{v}_q \hat{v}_q^H H F_{N_T}^H x^{(i)} \hat{v}_q \quad (13)$$

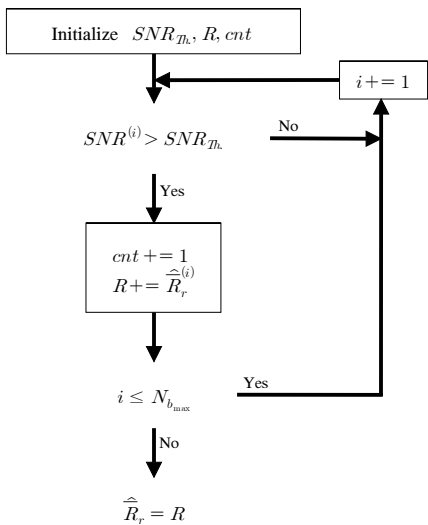


Fig. 1. Flow chart for proposed autocorrelation matrix

#### IV. 시뮬레이션

제안된 방법을 검증하기 위해 데이터 블록을 전송하는 동안 변하지 않는 준정적 다중경로 채널을 고려한다. 각각의 채널 탭  $h_{j,t}(l)$ 은 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링 된다<sup>[1]</sup>. OFDM 심볼의 부반송파 개수  $N$ 은  $N=32$ 로 최대 채널 차수  $L$ 은  $L=2$ 로 설정한다. 데이터 심볼은 BPSK와 QPSK를 사용하여 변조되며 랜덤하게 생성되어 전송된다. 시뮬레이션에서 비트오류률을 통한 성능 비교시 부분공간 기법에 의해 나타나는 채널 모호성(ambiguity)은 실제 채널  $H$ 와 추정된 채널  $\hat{H}$ 과의 차이를 최소화함으로써 해결한다. 그림 2는 제안한 방법이 기존의 방법[2]에 비해 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족할 가능성이 높은지 확인하기 위해 수신된 블록의 개수  $N_b$ 에 대한  $R_x$ 의 rank를 보인다. 송신 안테나의 개수  $N_T$ 가  $N_T=1$ 일 때 제안한 방법은  $N_b$ 에 상관없이 항상 full rank가 되어 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족한다. 반면에 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하지 않는 기존의 방법을 사용하여 자기상관행렬을 구하면  $N_b=32$  이상이 되어야 full rank가 되어 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하게 된다. 송신 안테나의 개수가  $N_T \geq 2$ 일 때 제안한 방법은 BPSK 보다 QPSK에서 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족할 가능성이 높은 것을 알 수 있다.  $N_T \geq 2$ 일 때도  $N_T=1$ 에서와 마찬가지로 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하지 않는 기존의 방법은  $N_b = NN_T$ 일 때 full rank가 되어 송신 신호에 대한 영구 여기

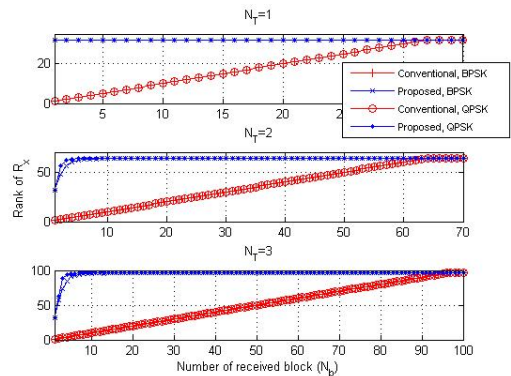


Fig. 2. Rank of  $R_x$  in Cyclic prefix OFDM system

(persistence of excitation) 조건을 만족하게 된다. 제안한 방법은 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하지 않는 기존의 방법과 비교했을 때 상대적으로 적은 수의 수신된 블록으로부터 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족하는 자기상관행렬을 얻을 수 있다. 따라서 제안한 방법은 채널이 변하는 실제 무선 통신 환경에 더 적합한 방법이라고 할 수 있다. 그림 3은 제안한 방법으로 얻어진 신호 고유벡터로 잡음신호를 제거한 후의 수신된 블록에 대한 비트오류률을 보인다. 자기상관행렬은 SNR에 기초하여 구하고 신호 고유벡터는 자기상관행렬을 고유치 분해함으로써 얻는다. 그림 3에서 알 수 있듯이 잡음신호가 포함되지 않는 이상적인 신호 고유벡터로 고유필터를 구성할 수 있으면 수신된 블록으로부터 잡음신호를 상당히 제거할 수 있음을 알 수 있다. 그러나 이상적인 고유필터를 구성하는 것은 거의 불가능하므로 허용 가능한 수준의 잡음신호가 포함되어 수신된 블록(A block)으로부터 자기상관행렬을 구하고 고유치 분해를 통해 신호 고유벡터를 얻는 것이 타당하다. 수신된 블록의 잡음신호가 허용 가능한 수준보다 3dB, 6dB, 9dB 큰 경우 고유필터를 사용하면 잡음 신호를 이상적인 경우와 마찬가지로 상당히 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. 비록 수신된 블록으로부터 잡음신호를 실시간적으로 제거하지는 못 하더라도 제안한 방법은 수신된 블록으로부터 잡음신호를 제거하기 위한 좋은 방법 중 하나로 사용될 수 있을 것이다.

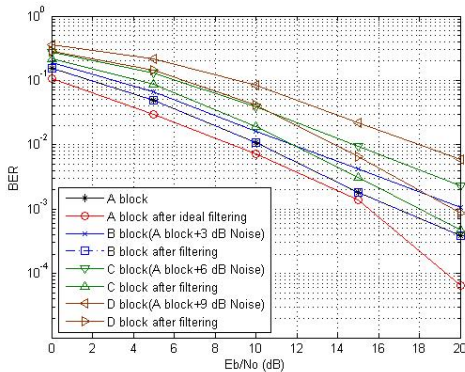


Fig. 3. Cyclic prefix OFDM system with QPSK where  $N_T = 2$  and  $N_R = 3$

### V. 결 론

본 논문에서는 SNR에 기초하여 자기상관행렬을 얻기 위해 수신된 블록을 선정하고 수신된 블록의 순

환적 특성을 사용하여 자기상관행렬을 얻는 방법을 제안하였다. 수신된 블록의 순환적 특성을 사용하지 않는 기존 방법과의 비교를 위해 송신 신호에 대한 영구 여기 (persistence of excitation) 조건을 만족할 가능성을 rank를 통해 확인하였다. 수신된 블록의 순환적 특성은 순환적 전치 부호를 가지는 일반적인 OFDM 시스템에서 기인하는 것으로 제안한 방법은 송수신기의 구조를 변경하지 않는 장점을 가진다. 얻어진 자기상관행렬을 고유치 분해함으로써 간섭신호 제거를 위한 신호 고유벡터를 구한다. 얻어진 신호 고유벡터에 의한 간섭신호 제거 성능을 확인하기 위해 수신된 블록의 비트오류률을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

### References

- [1] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, NY: Wiley, 1974.
- [2] C. Shin, R. W. Heath, and E. J. Powers, "Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 2, pp. 670-685, Mar. 2007.
- [3] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference alignment and degrees of freedom of the K-user interference channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3424-3441, Aug. 2008.
- [4] J. H. Oh, J. G. Kim, and J. T. Lim, "Blind carrier frequency offset estimation for OFDM systems with constant modulus constellations," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 9, pp. 971-973, Sept. 2011.
- [5] J. G. Kim, J. H. Oh, and J. T. Lim, "Subspace-based channel estimation for MIMO-OFDM systems with few received blocks," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 19, no. 7, pp. 435-438, Jul. 2012.
- [6] J. P. Seo, C. S. Yang, G. W. Park, and J. H. Chung, "An active interference management scheme for cognitive radio systems," *J. Commun. Networks (JCN)*, vol. 38, no. 10, pp. 843-850. Oct. 2013.
- [7] H. H. Lee and Y. C. Ko, "Design on the interference alignment transceiver for multi-cell MIMO downlink channels," *J.*

*Commun. Networks (JCN)*, vol. 37, no. 10, pp. 921-928. Oct. 2012.

- [8] J. H. Yeo and J. H. Cho, "Iterative algorithms for interference alignment in cellular network," *J. Commun. Networks (JCN)*, vol. 37, no. 10, pp. 947-955. Oct. 2012.

**김진국 (Jin-Goog Kim)**



2006년 2월 : KAIST 전자전산  
학부(전기 및 전자공학전공)  
석사 졸업

2010년 1월 : KAIST 전기 및 전  
자공학과 박사 졸업

2010년 1월~2011년 10월 : SK  
브로드밴드/SK 텔레콤

2011년 11월~현재 : 국방과학연구소 국방사이버기술  
센터 선임연구원

<관심분야> 전자공학, 네트워크 통신, 신호처리