

논문 2005-42TC-8-4

의도적 간섭신호에 강한 주파수 도약 시스템용 적응 투영행렬 빔형성 기법

(Adaptive Projection Matrix Beamformer for Frequency Hopping Systems Robust to Jamming environment)

정 성 현*, 심 세 준*, 김 상 현**, 이 충 용**, 윤 대 희**

(Sunghun Jung, Seijoon Shim, Sangheon Kim, Chungyong Lee, and Dae Hee Youn)

요 약

의도적 간섭신호가 존재하는 환경에서 효과적인 통신을 위한 방식으로 주파수 도약 시스템이 오랫동안 사용되었으나, 간섭이 존재하는 대역내의 데이터 손실을 보상하기 위해 수행이득을 높이는 데에는 한계가 있다. 이와 같은 문제는 주파수 도약 시스템에 빔형성기를 적용함으로써 개선할 수 있다. 본 논문에서는 주파수 도약 시스템에 빔형성 기법을 적용하기 위해 주파수 도약에 따른 가중치 벡터의 위상 차이를 보상하는 방법과 연산량이 적으면서도 간섭 신호를 효과적으로 제거할 수 있는 투영 행렬 빔형성 기법을 제시하였다. 즉, 주파수 도약 시스템의 특성을 이용하여 재밍이 존재하지 않는 프레임으로부터 고유치 해석을 통한 지향 벡터를 구하고, 이를 기반으로 투영 행렬을 생성하여 간섭신호가 존재하는 수신 공분산 행렬에서 이를 제거함으로써 최적적인 SINR 빔형성기에 근접한 성능을 나타내었다.

Abstract

Frequency hopping system has been adopted to many communication systems in order to overcome the inferior situation such as jamming environment. But typically its processing gain being limited, data interfered by jamming signal could not be fully recovered. This can be enhanced by combing FH system with spatial interference canceller which is a kind of active beamformer. In this paper, we proposed the compensation method of weight vector discrepancy according to the hopped frequencies and the PMBF method which is able to eliminate the interence effectively with less computational complexity. That is, the steering vector of wanted signals can be calculated from the frame without jamming signals using eigen analysis. New projection matrix extracted by the steering vector of wanted signal eliminates the interferences from the covariance matrix of received signal including wanted signal and jamming signals. This PMBF has similar performance of SINR beamformer with less computational complexity.

Keywords: 의도적 간섭신호(Jamming), 주파수 도약, 적응 빔형성기, 고유치 해석, 투영 행렬.

I. 서 론

의도적 간섭 신호에 대한 대응 능력 (Anti Jamming Capability) 측면에서 주파수 도약 시스템은 간섭 신호에 대해 효율적인 방식으로 오랫동안 사용되어 왔다^{[1][2]}. 그러나, 간섭이 직접적으로 존재하는 채널 내에서는 데이터의 손실이 유발되며, 큰 전력을 갖는 간섭 신

호의 대역이 넓어지거나 여러 개의 간섭 신호가 존재할 경우 성능이 급격히 열화된다. 따라서, 신호의 공간 정보를 이용하여 간섭을 제거하는 빔형성 기술을 접목 함으로서 이를 개선할 수 있다. 배열 안테나를 이용하는 빔형성 기법은 의도적 간섭이 존재하는 환경에서 원하는 신호와 간섭 신호의 전파 방향을 추정하여 원신호의 방향으로 빔을 형성하고 간섭 신호 방향으로 nulling 함으로써 전체적인 신호대 간섭 및 잡음비(Signal to Interference & Noise Ratio: SINR)를 향상 시킬 수 있다^[3].

주파수 도약 시스템에 빔형성 기법을 적용하기 위해

* 학생회원, ** 정회원, 연세대 전기전자공학과
(Dept. of Electrical and Electronic Eng., Yonsei University)
접수일자: 2005년5월17일, 수정완료일: 2005년8월13일

서는 몇 가지 고려되어야 할 점이 있다. 일반적으로 등간격 배열 안테나는 안테나 소자의 간격이 고정되어 있으므로 주파수가 도약하게 되면 가중치 벡터에는 오차가 발생하므로 가중치 벡터의 오차를 보정해 주어야 한다. 또한, 간섭 신호의 수나 분해능 요구에 따라 배열 안테나의 수가 증가하게 되는데 이에 따라 연산량이 늘어나므로, 연산량이 적으면서도 간섭 신호의 제거 능력이 우수한 방법을 찾아야 한다. 성능 측면에서 SINR 빔형성기는 최적해이지만, 잡음 부공간을 알고 있어야 하는 문제와 역행렬 계산을 위한 연산량의 문제를 안고 있다^[3]. 연산량 관점에서도 빔형성기는 여러 방법이 제시되었는데, Sakar의 접근방법은 우수한 방법중의 하나이지만 그 성능은 최적의 SINR 빔형성기에 미치지 못한다^[4].

본 논문에서는 주파수 도약 시스템에 대해 의도적 간섭 신호가 존재하는 환경에서 보다 효과적인 대응을 하기 위한 방법으로, 성능은 최적의 SINR 빔형성기에 근접하면서도 연산량이 적은 고유치 해석을 통한 투영행렬 빔형성기를 제안한다. 즉, 도약 주파수간 고유치 해석을 통해 신호원의 지향 벡터를 찾아내고, 이를 통해 간섭 신호의 입사각을 추정하여 간섭을 제거하는 투영행렬을 구함으로써 새로운 가중치 벡터를 생성하는 방법에 대해 논의한다. 또한, 주파수 도약 시스템에 빔형성기를 적용하였을 경우 발생하는 주파수에 따른 가중치 벡터의 오차를 보상하는 방안을 제시한다. 제안된 방식은 매 주파수 프레임 단위로 처리하여 이동중인 단말이나 이동체 재밍 환경에 대해서도 적응적으로 빔형성을 할 수 있다. 끝으로, 모의실험을 통해 SINR 빔형성기와 성능 및 계산량을 비교하여 고찰한 후 결론을 맺는다.

II. 적응 빔형성 주파수 도약 시스템 및 운용 환경

1. 채널 환경

일반적인 광역셀(Macro Cell) 환경은 단말기 주변에 높은 반사체에 의해 둘러 쌓여 있는 것으로 가정하면 단말기의 수신 신호 입사각은 $[0, 2\pi)$ 에 대하여 균일하게 분포를 갖도록 모델링 할 수 있다. 또한, 기지국이 충분한 높이에 존재한다고 가정하면 단말기를 중심으로 둘러 쌓여 반사체에 의한 기지국 수신 신호의 입사각은 일정한 입사각 대역폭 Φ_{BW} 내에서 입사하는 것으로 모델링 할 수 있다^[5].

다중경로 페이딩 채널하에서 다중안테나 기지국 수신채널 모델은 다음과 같다. 단말로부터 기지국으로 송신되는 신호는 식(1)과 같이 각 경로별로 레일리(Rayleigh) 분포를 갖는 L개의 지연된 단위 임펄스로 구성된 채널을 통과하는 것으로 모델링 된다^[5].

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a(\theta_l) a_l(t) \delta(t - \tau_l(t)) \quad (1)$$

$$a_l(t) = r(t) e^{j\phi(t)}$$

$a(\theta_l)$ 는 지향 벡터이고, $a_l(t)$ 는 레일리 또는 라이시안 분포의 진폭특성 $r(t)$ 와 $[0, 2\pi)$ 에 균일한 위상특성 $\phi(t)$ 를 갖는 복소채널 계수이며, $\tau_l(t)$ 는 직접경로에 대한 l번째 다중 경로의 시간지연이다. 이러한 무선전파 환경을 통하여 기지국에서 수신되는 복소신호 $x(t)$ 는 식(2)와 같다.

$$x(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l(t) a(\theta_l) s(t - \tau_l(t)) + n(t) \quad (2)$$

주파수 도약 환경에서 각 주파수 별 페이딩 채널의 상관도는 적을 수 있지만 2차 통계적 특성은 큰 상관도를 갖는다. 광역셀에서 기지국이 송수신 배열 안테나가 동일하고, 근접한 반사체에 의한 영향이 없는 충분한 높이의 고지에 있으며, 주파수간 도약 시간이 충분히 작을 경우 현재의 도약 주파수와 다음 도약 주파수의 신호원의 방향(DOA : Direction Of Arrival)과 평균 신호 세기(ASS : Average Signal Strength)는 큰 상관도를 갖는다고 가정할 수 있다. 이러한 성질을 바탕으로 부공간 기법을 적용하면 한 도약 주파수 프레임의 수신 신호로부터 빠른 페이딩 채널 성분에 의한 영향이 적으면서도 동일한 방향과 신호세기를 지닌 부공간을 얻어 내어 다음 주파수 도약시 프레임의 신호원 지향 벡터를 예측하는 데 적용할 수 있다.

2. 간섭 신호 모델링

광대역 간섭신호의 경우에는 도약을 하는 전체 대역에 AWGN으로 간섭 신호를 발생하는 것으로 넓은 대역에 전력을 분산하기 때문에 간섭 능력이 떨어진다. 그래서 부분대역 간섭과 같이 일정 대역에 전력을 집중하는 방식이 많이 쓰인다^[6].

부분대역 간섭신호는 대역폭이 제한된 AWGN과 같은 특성을 가진다. 간섭 신호의 전력이 한정되어 있을 경

우, 전 주파수 대역에 걸쳐 일정한 간섭 신호가 발생하는 것 보다 제한된 부분대역에 전력이 집중 될 때 주파수 도약 시스템의 경우 성능 열화가 더 심하다. 간섭 신호의 전력 밀도를 J_0 라 정의 하면 간섭 신호의 전체 전력은 $J = W_{ss} \times J_0$ 이며, 전력 밀도는 $1/\rho$ 배 증가한다. 이때 간섭이 존재하는 부분 대역을 W_j 라고 하면, 간섭 신호의 대역폭 점유율 $\rho = W_j/W_{ss}$ ($0 < \rho < 1$)이며, 부분 대역에서의 간섭 전력 밀도는 식(3)과 같다.

$$J'_0 = \frac{J}{\rho W_{ss}} = \frac{J_0}{\rho} \quad (3)$$

부분대역 간섭에서 재머는 전체 전력 J 를 적절한 ρ 에 따라 도약 대역 내에 분배함으로써 주파수 도약 시스템의 비트 오류율을 최대화 하는 것을 목표로 한다.

3. 적응 빔형성 주파수 도약 시스템

주파수 도약 시스템은 직교 코드에 의해 주파수와 시간적으로 분할되어 있다. 간섭 신호가 도약 주파수에 일치하지 않으면 대역 제한 필터에 의해 제거되고, 일치하면 공간적인 필터에 의해 제거될 수 있다. 또한, 신호 방향으로의 빔형성을 통해 공간적 신호 이득을 얻을 수 있다. 그림1은 의도적 간섭이 존재하는 환경하에서 운용대역 스펙트럼과 도약 주파수에 실린 데이터 프레임임을 나타낸다.

상기 운용 환경에서 원하는 신호와 K개의 재밍 신호가 존재할 때 수신 신호와 공분산 행렬은 식(4)와 식(5)로 표현될 수 있다.

$$x(t) = a_d x_d(t) + \sum_{i=1}^K a_i x_i(t) + n(t) \quad (4)$$

$$R_x = p_d a_d a_d^H + \sum_{i=1}^K p_i a_i a_i^H + \sigma^2 I \quad (5)$$

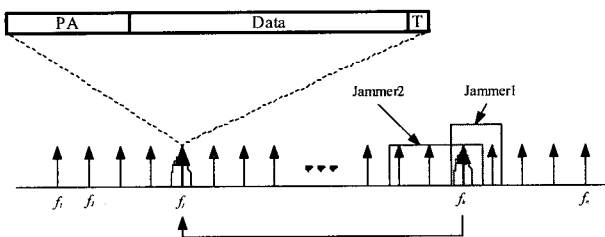


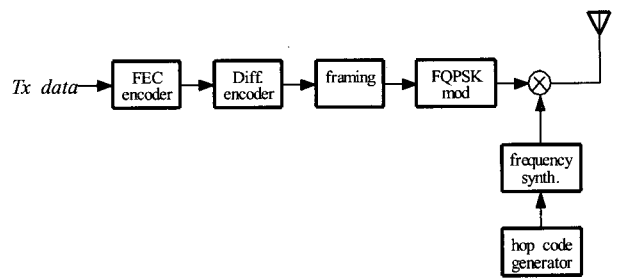
그림 1. 의도적 간섭이 존재하는 환경에서 도약 주파수 스펙트럼

Fig. 1. The spectrum of frequency hopping system which has jamming signals.

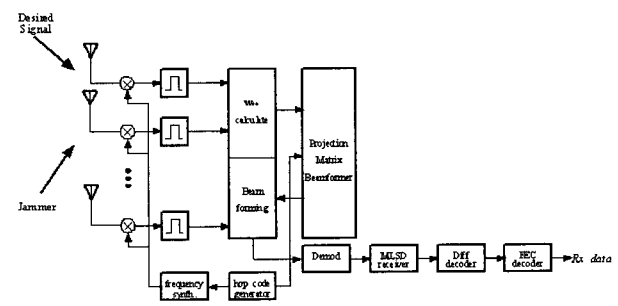
여기서, $x_d(t)$ 와 a_d, P_d 는 원하는 신호와 그 지향 벡터와 파워를 나타내고, $x_i(t)$ 와 a_i, p_i 는 간섭 신호와 그 지향 벡터와 파워를 나타낸다.

그림 2는 제안된 배열 안테나 적응 빔형성 FH-FQPSK 시스템의 송수신기 블록도이다. 이때, 단말기는 단일 안테나로 기지국에 송신하고, 기지국은 배열 안테나로 수신하는 것을 가정한다. 그림 2(a)와 같이 단말기는 전송 데이터에 대해 먼저 오류정정 인코딩을 하고 오류 전파를 방지하기 위한 차등 변조(Differential Encoding)를 한다. 계속해서, 프레임 동기를 위한 프리 앰블(Pre-Amble: PA)과 테일(Tail: T) 비트를 추가하는 프레임링을 하고, FQPSK 변조를 하여 기지국에 동기된 도약 주파수에 실어 전송한다.

기지국에서는 배열 안테나를 통해 신호를 입력 받는다. 주파수 도약 신호 이므로 간섭 신호가 존재할 경우 수신기에는 채널 필터를 통해 단말 신호만 입력되는 프레임이 있고, 재밍 신호가 혼재되어 입력되는 프레임이 있다. 또한, 광역셀 환경에서 주파수 도약 속도가 어느 수준 이상이면 프레임간 신호원의 움직임은 거의 무시될 수 있다고 가정할 수 있다. 이로부터 제안된 적응 투영행렬 기법을 통해 원하는 신호에 빔을 형성하고 재밍 신호를 nulling하는 새로운 가중치 벡터를 찾아낸다. 빔



(a)



(b)

그림 2. 적응 투영행렬 빔형성 주파수 도약 시스템의 송수신기 구조: (a) 송신기, (b) 수신기

Fig. 2. The transmitter and receiver structure of the adaptive projection matrix beamforming FH system: (a) transmitter, (b) receiver.

형성기에 의해 공간 필터링된 신호는 MLSD (maximum likelihood sequential detection)와 차등 복조(differential decoding) 및 오류정정 디코딩을 거쳐 데이터를 복조한다.

III. 주파수 도약 시스템용 적응 투영행렬 빔형성 기법

1. 제안된 투영행렬 빔형성기

간섭이 존재할 경우의 최적 빔형성기로는 SINR 빔형성기가 있다. 본 절에서는 고유벡터 빔형성기의 방법을 근간으로 계산량이 적으면서도 SINR 빔형성기의 최적해에 접근하는 새로운 빔형성 알고리즘인 투영 행렬을 이용한 빔형성 기법을 제안하며, 이에 대한 수학적 검증을 한다. 또한, SINR 빔형성기와 제안된 투영 행렬 빔형성기의 성능과 계산량의 차이를 비교하고자 한다. SINR 빔형성기의 가중치 벡터는 다음과 같다^[3].

$$\mathbf{w}_{SINR} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{a}_d \quad (6)$$

여기서, \mathbf{R}_n 은 간섭 신호와 잡음 신호의 공간 상관도 행렬을 나타낸다. 이때, 역 행렬 정리(matrix inversion lemma)를 이용하면 \mathbf{R}_n^{-1} 은 식(7)과 같이 전개 된다^[8].

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n^{-1} &= \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I} - \frac{p_i \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I} \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I}}{1 + \mathbf{a}_i^H \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I} \mathbf{a}_i p_i} \\ &= \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\mathbf{I} - \frac{p_i \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H}{\sigma_n^2 + \mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_i p_i} \right) \\ &\approx \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H}{\mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_i} \right), \mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_i p_i \gg \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, σ_n^2 는 잡음신호의 전력을 나타내고, 일반적으로 간섭 신호의 전력이 AWGN의 전력보다 훨씬 크기 때문에, $p_i \mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_i \gg \sigma_n^2$ 이라는 가정은 유효하다.

투영 행렬 기법 적용을 위해 두 개의 투영 행렬 \mathbf{P}_d , \mathbf{P}_i 를 각각 식(8)과 식(9)와 같이 정의한다. \mathbf{P}_d 는 원하는 신호의 지향 벡터에 의한 투영 행렬이고, \mathbf{P}_i 는 간섭 신호의 방향에 대한 투영 행렬이다.

$$\mathbf{P}_d = \frac{\mathbf{a}_d \mathbf{a}_d^H}{\mathbf{a}_d^H \mathbf{a}_d} \quad (8)$$

$$\mathbf{P}_i = \frac{\mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H}{\mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_i} \quad (9)$$

이러한 투영 행렬로부터 식(6)의 SINR 빔형성기의 가중치 벡터는 식(10)과 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{w}_{SINR} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{a}_d \approx \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\mathbf{a}_d - \frac{\mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H}{\mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_i} \mathbf{a}_d \right) = \frac{1}{\sigma_n^2} (\mathbf{I} - \mathbf{P}_i) \mathbf{a}_d \quad (10)$$

식 (10)으로부터 원 신호의 지향 벡터 \mathbf{a}_d 와 투영 행렬 \mathbf{P}_i 를 알면 최적인 SINR 빔형성기에 근접한 성능을 갖는 빔형성기를 만들 수 있다. 주파수 도약 시스템에서의 의도적 간섭이 존재하지 않는 도약 주파수에서는 원 신호만 존재하므로, 수신신호의 공분산 행렬 \mathbf{R}_x 는 원 신호의 공분산 \mathbf{R}_d 와 같다. 따라서, 원 신호의 지향 벡터 \mathbf{a}_d 는 \mathbf{R}_d 의 최대 고유치에 해당하는 고유벡터 \mathbf{e}_{\max} 를 찾음으로서 구할 수 있다.

$$\mathbf{w}_d = \text{eig}_{\max}(\mathbf{R}_d) \quad (11)$$

여기서, $\text{eig}_{\max}(\cdot)$ 는 초기값을 가정하고 반복적인 방법을 통해 수렴값을 얻을 수 있는 power method를 이용하면 적은 계산량으로 구현 할 수 있다^[7].

일반적으로 도약 주파수는 PN 코드 등에 의해 전 대역에 걸쳐 랜덤하게 발생되므로 간섭이 존재하는 경우에도 적어도 몇 개의 프레임 후에는 원 신호만 존재하는 대역으로 도약 한다고 가정할 수 있다. 이와 같이 구한 \mathbf{a}_d 는 저장하여 다음과 같이 \mathbf{w}_i 를 구하는데 사용된다. 그림 3에서 \mathbf{w}_{d+i} 는 원하는 신호의 지향 벡터 성분과 간섭 신호 공간의 지향 벡터를 모두 포함하는 가중

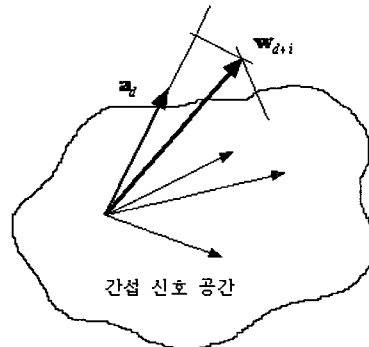


그림 3. 수신신호 가중치 벡터 \mathbf{w}_{d+i} 가 포함하는 정보
Fig. 3. The space which the weight vector of received signal \mathbf{w}_{d+i} spans.

치 벡터임을 알 수 있다.

원신호 및 여러 개의 간섭 신호가 존재하는 상황에서 수신신호는 식 (4)와 식 (5)에서와 같이 정의되고, 이때의 공분산 행렬 R_x 는 입력 신호의 방향 성분과 전력 성분에 대한 정보를 제공해 주는 행렬이므로, w_{d+i} 는 수신 공분산 행렬 R_x 의 고유 벡터를 구함으로써 얻을 수 있다.

$$w_{d+i} = \text{eig}_{\max}(R_x) \quad (12)$$

광역셀에서 앞서 구한 원 신호의 지향 벡터 a_d 가 몇 프레임의 도약 주파수 시간 동안에는 거의 변하지 않는다고 가정하면, Gram-Schmidt 직교성을 이용하여 a_d 와 w_{d+i} 로부터 식 (13)과 같이 간섭 신호의 가중치 벡터를 구할 수 있다.

$$w_i = w_{d+i} - \frac{a_d a_d^H}{a_d^H a_d} w_{d+i} = \left(I - \frac{a_d a_d^H}{a_d^H a_d} \right) w_{d+i} \quad (13)$$

이때, AWGN이 없는 상황에서는 식(14)을 만족한다.

$$SPAN(w_i) = SPAN(a_i), i = 1, 2, \dots, K \quad (14)$$

이로부터 구해진 간섭 신호의 투영행렬 $P_i\%$ 는 다음과 같다.

$$P_i\% = \frac{w_i w_i^H}{w_i^H w_i} \quad (15)$$

$$SPAN\left(P_i\% = \frac{w_i w_i^H}{w_i^H w_i}\right) \approx SPAN(P_i) \quad (16)$$

일반적으로 간섭 신호는 AWGN보다는 훨씬 크기 때문에 간섭 신호가 주된 잡음신호가 된다. 간섭 신호의 공분산 행렬의 역행렬을 구할 필요 없이 제안된 투영행렬 기법을 통해 식 (6)의 SINR 빔형성기에 근접한 가중치 벡터를 구할 수 있다. 제안된 가중치 벡터는 식 (17)과 같다.

$$W_{new} = (I - P_i\%) a_d \quad (17)$$

제안된 투영 행렬 빔형성기의 가중치 벡터를 구하는 절차를 정리하면 그림 4와 같다.

SINR 빔형성기와 비교해 제안된 방식의 장점을 요약

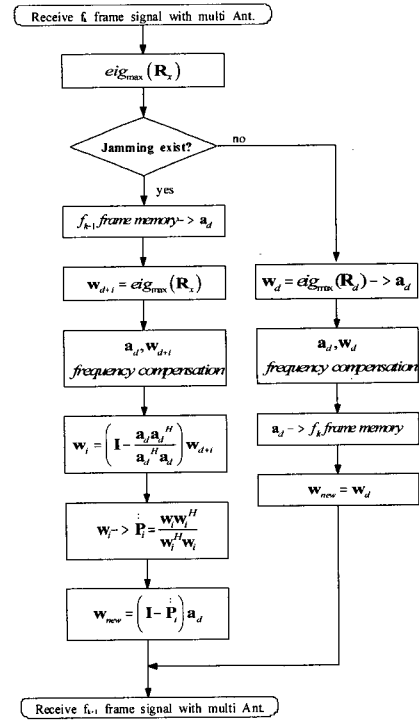


그림 4. 제안된 투영 행렬 빔형성기 가중치 벡터 계산 흐름
Fig. 4. The flow chart for computing the weight vector of proposed beamformer.

하면 다음과 같다. SINR 빔형성기는 간섭 신호 방향으로 null을 생성함으로써 SINR을 최대화 할 수 있다. 그러나 간섭 및 잡음신호를 구분해내기가 어려우며, 또한 이의 공분산 역행렬을 구해야 하므로 n 개의 안테나에 대해 $O(n^3)$ 의 연산량이 필요하게 된다. 제안된 투영행렬 빔형성기는 주파수 도약 특성을 이용하여 간섭이 없는 대역에서의 프레임으로부터 지향 벡터를 찾아낸다. 또한, 원신호와 간섭 신호가 혼재된 수신신호에 대해 고유벡터 빔형성기와 마찬가지로 power method를 적용하여 가중치 벡터를 구하고, 이것과 원 신호의 지향 벡터로부터 간섭 신호의 가중치 벡터를 구한다. 이로부터 투영 행렬을 유도해서 새로운 가중치 벡터를 도출한다. 제안된 방법은 고유치 해석을 통한 고유벡터 계산과, $n \times n$ 행렬의 빼기 연산 및 $n \times n$ 행렬과 $n \times 1$ 벡터의 곱 연산으로 구성되어, $O(n^2)$ 의 계산량이 요구된다. 따라서, 제안된 방법은 계산량을 줄이면서도 SINR 빔형성기에 근접한 간섭 제거 성능을 갖는다.

2. 주파수 도약에 대한 가중치 벡터보상

주파수 도약 시스템은 신호의 직교성을 주파수 간의 간격(tone space)으로 얻는 방식이므로, 주파수를 매개

변수로 갖는 가중치 벡터의 시간 지연 성분인 τ 는 일정한 값을 가질 수 없게 된다. 따라서, 이에 대한 보상 성분이 필요하게 되고, 이런 보상 성분은 가중치 벡터의 위상 성분으로 사용되어 주파수 도약에 따른 가중치 벡터의 오차를 줄이는 역할을 하게 된다.

단일 신호일 때, 빔형성기에서 m 번째 배열 안테나의 가중치 벡터로 보상해야 할 위상 성분은 $e^{-2\pi f(m-1)\tau}$ 이다. 이때 τ 는 입사각에 대한 함수로 식(18)과 같이 표현된다.

$$\tau = \frac{d}{f\lambda} \cos \theta = \frac{1}{2f} \cos \theta \quad (18)$$

여기서, λ 는 신호의 파장이고, d 는 배열 안테나 소자 간의 간격이고 공간 표본화 이론에 의해서 $d = \lambda/2$ 라 가정하면, 가중치 벡터의 성분은 $e^{-2\pi f(m-1)\tau} = e^{-\pi(m-1)\cos \theta}$ 로 나타낼 수 있다. d 는 주파수 f 에 상관없이 항상 일정한 값을 가지므로, 배열 간격을 결정짓는 최상위 대역 도약 반송파 주파수 f_n 을 기준으로 도약된 반송파의 주파수 f_k 를 갖는 신호가 배열 안테나에 입사할 때, 보정해 주어야 할 가중치 벡터는 식(19)와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} e^{-j2\pi f_k(m-1)\tau} &= e^{-j2\pi \left(\frac{f_k}{f_n}\right) \frac{d}{\lambda} (m-1)\cos \theta} \\ &= e^{-j\pi(m-1)\cos \theta} e^{j\pi \frac{\Delta f}{f_n} (m-1)\cos \theta} \end{aligned} \quad (19)$$

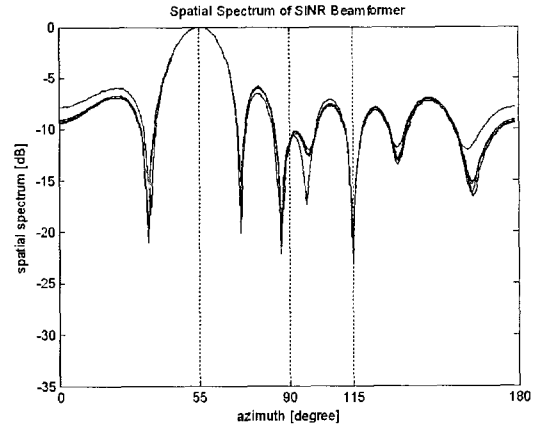
식 (19)로부터 $e^{j\pi \frac{\Delta f}{f_n} (m-1)\cos \theta}$ 은 도약 주파수에 따라 수신신호의 가중치 벡터를 구하기 위해 보상해 주어야 할 위상 성분임을 알 수 있다. 이를 변환 행렬로 표현하면 식(20)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{f_k}(\theta) &= [1 e^{-j2\pi f_k \tau} \dots e^{-j2\pi f_k (M-1)\tau}]^T \\ &= \Phi \mathbf{a}_{f_n}(\theta) \end{aligned} \quad (20)$$

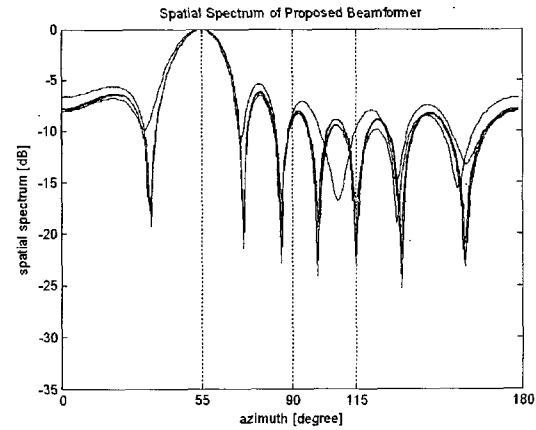
여기서, $\Phi = \text{diag}(1, e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_M})$ 이고, $\Phi_m = e^{j\pi \frac{\Delta f}{f_n} (m-1)\cos \theta}$ 이다.

IV. 모의실험 및 결과고찰

모의 실험을 통하여 시스템의 비트오율 성능과 연산량 측면에서 SINR 빔형성기와 제안된 투영 행렬 빔형



(a) SINR 빔형성기 공간 스펙트럼
(a) The spatial spectrum of SINR BF



(b) 투영 행렬 빔형성기 공간 스펙트럼
(b) The spatial spectrum of PMBF

그림 5. 부분대역 간섭 환경에서 빔형성기 공간 스펙트럼 (SJR=0dB, -6dB, SNR=0/5/10/15/20dB)

Fig. 5. The spatial spectrum of PMBF against the partial band jammer.

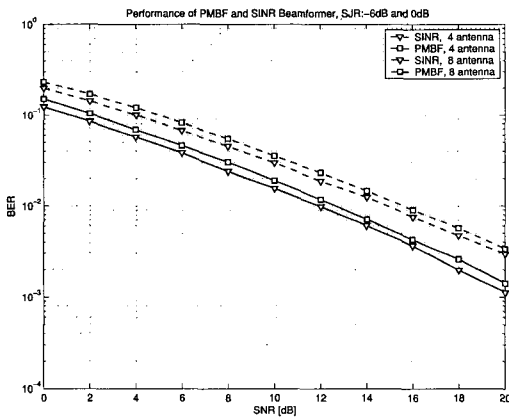
(SJR=0dB, -6dB, SNR=0/5/10/15/20dB)

성기의 성능을 비교하였다. 모의 실험을 위한 기본 시스템 및 주요 파라미터는 표1과 같다. 의도적 간섭 신호는 고정 및 이동체에서 각각 부분대역 잡음간섭이 존재한다고 모델링 하였다. 실험에 사용된 운용 셀은 기지국이 단말기로부터 충분히 높은 위치에 존재하는 광역셀이며, 광역셀 환경에서 기지국으로 입사되는 원신호나 간섭 신호는 안테나 간 상관도가 높은 채널을 거쳐 입사된다. 도약 주파수 프레임에 따라 상이한 채널을 겪기 때문에 각 프레임 신호는 독립적인 레일리 페이딩 채널로 모델링 하였다. 또한, 모든 프로세싱은 각각의 도약 주파수에 실리는 프레임 단위로 처리하였다.

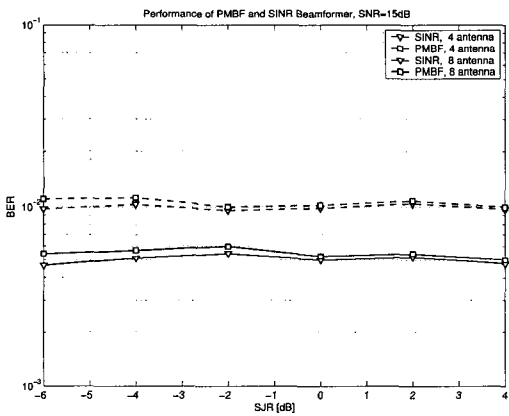
그림 5는 방위각 55°의 방향으로 원신호가 입사되고,

표 1. 모의 실험 환경 파라미터
Table 1. Simulation parameters.

파라미터		값
시스템 구조	셀반경	10km 이내(광역셀)
	단말 속도	60km 이하
	변조방식	FH-FQPSK
	복조 방식	비동기 MLSD
	듀플렉싱 방식	TDD
	프레임길이	5ms
채널 환경		안테나간 동일 상관도를 갖는 레이리 페이딩
배열 안테나 수		4개 / 8개
간섭 신호 종류		부분 대역 간섭
사용된 심볼의 개수		100000



(a) SNR에 따른 비트오율
(a) BER depending on SNR



(b) SJR에 따른 비트오율
(a) BER depending on SJR

그림 6. 부분대역 간섭 환경에서의 비트오율 성능
Fig. 6. The performance of BER under partial band jamming.

간섭 신호는 각각 방위각 90°, 115° 로 부분 대역 간섭이 입사되는 경우 SINR 빔형성기 및 제안된 투영 행렬 빔형성기의 공간 스펙트럼을 비교하였다. 일반적으로

간섭 신호의 수신 전력이 다른 경우를 가정하여 원신호 대 간섭 신호의 전력비인 SJR을 0 dB, -6 dB로 하였으며, 모든 공간 스펙트럼은 주 빔(main Beam)의 최대치로 표준화 되었다. 두 빔형성기 모두 원신호에서 최대치의 빔을 형성하였으며, 간섭신호에 대해 유사한 nulling과 감쇠 성능을 나타냄을 알 수 있다.

그림 6(a)는 고정된 수신 전력의 부분대역 간섭이 존재할 경우 기지국 안테나 4개와 8개에 대해 SINR 빔형성기와 제안된 투영 행렬 빔형성기를 거친 FH-FQPSK 시스템의 SNR에 따른 비트 오율 성능을 나타낸다. SINR 빔형성기에 비해 제안된 빔형성기를 적용하였을 경우 약 2dB 내외의 성능 차이를 보인다. 이는 공간 스펙트럼에 따른 간섭 신호의 감쇠도에 따른 차이라고 볼 수 있다. 그림 6(b)는 SJR에 가변에 의한 비트 오율을 나타낸다. 재밍 신호의 입사각 추정치가 잘 되어 공간 스펙트럼에서 충분히 재밍 신호를 감쇠시켜 제안된 빔형성기가 SINR 빔형성기에 근접한 성능을 나타냄을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 주파수 도약 방식을 사용하는 광역셀의 기지국으로 여러 개의 의도적 간섭신호가 존재하는 환경에서 빔형성기를 적용하기 위해, 도약 주파수에 따른 가중치 벡터 보상 방안 및 주파수 도약 시스템의 특성을 이용한 적응 투영 행렬 빔형성 기법을 제안하였으며, 모의 실험을 통해 최적해인 SINR 빔형성 기법과의 성능을 비교하여 입증하였다.

배열 안테나 간격을 도약 대역폭의 최상위 주파수 bin을 기준으로 결정하면 도약 주파수에 따라 가중치 벡터의 위상 차이가 발생하는데, 최상위 주파수를 기준으로 도약된 주파수의 차이를 보상하는 변환 매트릭스를 제시하여 이를 보정하는 방법을 제시하였다. 보정된 가중치 벡터를 사용함으로써, 도약 주파수에 상관없이 신호의 입사 방향에 빔을 형성시키고 있음을 알 수 있었다. 또한, 주파수 도약 시스템에서 간섭이 존재하는 프레임에 제안된 적응 투영 행렬 빔형성 기법을 적용할 경우 잡음 부공간 및 역행렬을 구할 필요가 없이 최적의 SINR 빔형성기에 근접하게 재밍 신호 방향으로 감쇠 또는 nulling하는 공간 스펙트럼을 형성함으로써 약 2 dB내외의 성능 열화를 나타냄을 알 수 있었다. 연산량 측면에서, n 개의 배열 안테나에 대해 SINR 빔형성기는 $O(n^3)$ 의 연산량이 필요하나, 제안된 방법은

$O(n^2)$ 연산량 만을 요구한다. 고유치 해석을 통한 지향 벡터는 power method를 통해 구하였으며 프레임 단위로 처리함으로써 이동체 재머에 대해서도 적응적으로 제거할 수 있다.

참고 문헌

[1] Robert C. Dixon, *Spread Spectrum Systems 2nd Ed* New York, John Wiley Sons, 1984.
 [2] Peterson, R. L., R. E. Ziemer and D. E. Borth, *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Upper Saddle River, NJ:Prentice Hall, 1985.
 [3] Lal C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-forming and Direction-of-Arrival Considerations," *Proc. of the IEEE*, vol.85, no.8, pp.1195-1245, August 1997.
 [4] T .K. Sakar and N. Sangruji, "An Adaptive Nulling System for a Narrow-Band Signal with a Look-direction Constraint Utilizing the Conjugate Gradient Method", *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 37, no. 7, pp. 940-944, July 1989.
 [5] Joseph c. Liberty, Jr. Theodore s. Rappaport, *Smart antenna for wireless communications*, Prentice hall, 1999.
 [6] R. Poisel, *Introduction to Communication Electronic Warfare Systems*, Artech House, 2002
 [7] Myron B. Allen III and Eli L. Issacon, *Numerical Analysis for Applied Science*, Department of Mathematics University of Wyoming.
 [8] 심세준, □□FH/BFSK 위성 시스템을 위한 투영행렬 빔형성기□□, 연세대학교 대학원 석사 논문, 2000.12

— 저 자 소 개 —



정 성 현(학생회원)
 1992년 연세대학교 전자공학과 석사.
 1992년~현재 (주)삼성 탈레스 수석 연구원.
 2000년~현재 연세대학교 전기 전자 공학과 박사 과정.

<주관심분야: 통신신호처리, MIMO 시스템>



심 세 준(학생회원)
 1999년 연세대학교 전자공학과 졸업.
 2001년 연세대학교 전기전자 공학과 석사.
 2005년 연세대학교 전기전자 공학과 박사.

<주관심분야: 통신신호처리, MIMO 시스템>



김 상 현(정회원)
 2000년 연세대학교 기계자공학부 졸업.
 2002년 연세대학교 전기전자 공학과 석사.
 2002년~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<주관심분야: 통신신호처리, MIMO 시스템>



이 충 용(정회원)
 1995년 Georgia Institute of Technology 박사 졸업.
 1996년~1997년 삼성전자 연구원.
 2004년~현재 연세대학교 전기전자 공학과 교수.

<주관심분야: 통신신호처리, 어레이 신호처리, MIMO 시스템>



윤 대 희(정회원)
 1982년 Kansas State Univ 박사 졸업.
 1985년~현재 연세대학교 전기전자 공학과 교수.
 2001년~현재 연세대학교 공과대 학 학장.

<주관심분야: 음향 음성 신호처리, 어레이 신호처리>