

방향 오차에 강인한 자력 적응 빔포밍 기법

황성수⁰, 이용환

서울대학교 전기공학부

Robust Blind Beamforming in Direction Error

Sung-Soo HWANG, Yong-Hwan LEE

School of Electrical Engineering, Seoul National University

요 약

빔포밍 기술은 안테나 배열과 적응 신호 처리를 통해 동일한 채널의 간섭 신호를 제거하는 기술로 훈련 신호를 이용하는 방식이 우수한 성능을 갖지만 훈련 후에 가변적인 무선 채널에 대응하기 위해서 별도의 훈련 신호를 보내야 되므로 자력 적응에 의한 빔포밍 기법이 널리 연구되고 있다. 최근에 가입자 신호의 방향을 정확하게 안다는 가정 하에 공간적 전처리 필터 (spatial prefilter)를 이용하여 간섭을 제거하는 효율적인 빔포밍 기법이 제안되었다. 그러나 원하는 신호의 방향 정보에 오차가 있는 경우에는 그 성능이 크게 열화된다. 본 논문에서는 원하는 신호의 방향 벡터를 찾을 수 있는 적응 신호 제거기를 이용하여 방향 오차에 의한 공간적 전처리 필터 계수의 오차를 정정하는 방식을 제안하고, 제안된 방식이 기존의 방식에 비해 방향 오차에 대해 강인한 성능을 가짐을 전산 모의 실험을 통해 검증한다.

1. 서 론

적응 빔포밍 (adaptive beamforming) 기술은 여러 개의 안테나를 배열하고 각 안테나 신호의 가중치를 조절함으로써 같은 주파수 대역의 신호에 대해 방향에 따라 서로 다른 이득을 줄 수 있는 기술로 근래에 들어서는 이동 통신이나 무선 가입자망 (WLL: wireless local loop) 등 셀 계획 하에서 동작하는 무선 통신 시스템에서 동일 채널 간섭 신호를 감소시켜 SINR (signal to interference plus noise ratio)을 개선하는데 많이 적용되고 있다 [1]. 최근에는 방향이 다른 여러 명의 가입자가, 같은 주파수의 채널을 같은 셀 내에서 동시에 사용할 수 있는 공간분할 다중접속 (SDMA: spatial division multiple access)을 구현하여 가입자 용량을 극대화시키는 연구가 진행되고 있다 [2-4]. 제한된 채널 자원에서 고도의 번조 기법과 부호화 기법을 사용하여 가입자 용량을 증대시킬 수 있으나, 가입자가 포화 상태에 이르는 현 상태에서 더 많은 가입자를 수용하기 위해서는 이 빔포밍 기술에 근간을 둔 SDMA 방식의 도입이 요구된다.

최근에 Xu는 새로운 자력 적응 빔포밍 방식으로 공간적 전처리 필터 (spatial prefilter)를 이용한 방식을 제안하였다 [5]. 공간적 전처리 필터 방식은

원하는 신호의 방향의 이득이 영이 되게 하여 신호를 차단한 뒤 나머지 간섭과 잡음의 전력을 최소화하는 방향으로 적응시킨다. 이 때의 가중치를 안테나의 원래 수신 신호에 적용하면 간섭 신호의 방향에는 영이득(null)이 조종되고 신호 방향에는 영이 아닌 이득을 가지게 되어 간섭 신호를 제거할 수 있다. 그러나 공간적 전처리 필터가 신호를 차단하기 위해선 원하는 신호의 방향을 정확하게 알고 있어야 한다. WLL 등의 환경에서는 가입자의 방향이 알려져 있으나, 가변적인 무선 환경에서 그 정보에 오차가 있을 수 있고 이를 위해 따로 DOA (direction-of-arrival)의 추정을 병행한다면 계산량이 훨씬 많아지게 된다. 만일 공간적 전처리 필터가 원하는 신호를 제거하지 못하면 이는 SINR 성능의 열화로 직결된다.

본 논문에서는 WLL 환경에서 사용자 신호에 대한 방향 오차가 있을 경우, 복잡한 DOA 추정기를 사용하지 않고 포착된 신호로부터 방향 벡터를 얻어내는 적응 신호 제거기를 설계하여 공간적 전처리 필터의 계수를 다시 갱신함으로써 방향 정보 오차에 대한 SINR 성능 열화가 매우 작은 강인한 빔포밍 방식을 제안하고 제안된 방식의 성능을 전산 모의 실험으로 검증한다.

2. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 동일한 성질을 갖는 N 개의 안테나를 등간격 d 로 배열한 선형 안테나 배열을 고려한다. 안테나 간의 거리 d 는 신호의 반송파의 파장 λ 의 반으로 정한다. 시간 $t = kT$ 에서 같은 주파수 대역의 신호 $s_1(k)$ 와 간섭 성분 $s_2(k), \dots, s_L(k)$ 가 존재하고 신호와 간섭 신호가 각각 θ_i ($-90^\circ < \theta_i < 90^\circ$, $i=1, 2, \dots, L$) 방향으로 수신된다고 가정한다. 여기서 T 는 심벌 주기이다.

이 때, 임의의 θ 방향으로 수신되는 신호 또는 간섭에 대해, 이웃하고 있는 안테나 간의 경로차는 $d \sin \theta$ 이므로 상대적인 위상 지연 ϕ 는

$$\phi \equiv 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \quad (1)$$

로 주어진다. 따라서 L 개의 신호가 수신되는 경우 n 번째 안테나에 수신되는 신호 $x_n(k)$ 는

$$x_n(k) = \sum_{i=1}^L s_i(k) \exp(-j(n-1)\phi_i) + \eta_n(k) \quad (2)$$

와 같이 표시된다. 여기서 $n=1, 2, 3, \dots, N$ 이고 η_n 는 n 번째 안테나에 부가된 가우시안 잡음 (additive Gaussian noise)으로 i. i. d. (independent and identically distributed)한 확률 변수로 가정하고 전력을 σ_n^2 라고 가정한다.

입사각이 θ 인 신호의 방향 벡터 (steering vector 또는 direction vector) \mathbf{v} 를

$$\mathbf{v} = [1, \exp(-j\phi), \dots, \exp(-j(N-1)\phi)]^T \quad (3)$$

로 정의한다. 여기서 $(\cdot)^T$ 는 전치 행렬을 의미한다. 수신 신호는

$$\mathbf{x}(k) = s_1(k) \mathbf{v}_1 + s_2(k) \mathbf{v}_2 + \dots + s_L(k) \mathbf{v}_L + \mathbf{n}(k) \quad (4)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서

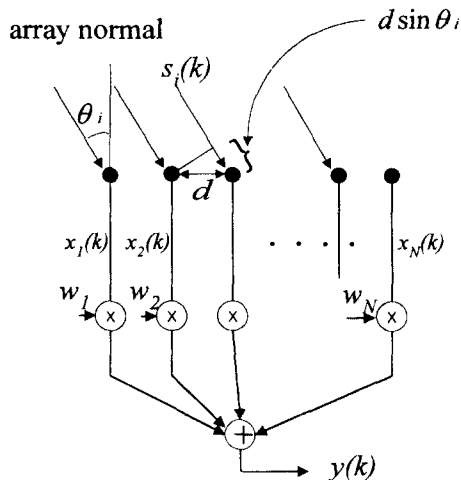


그림 1 선형 안테나 배열

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k), \dots, x_N(k)]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{n}(k) = [\eta_1(k), \eta_2(k), \dots, \eta_N(k)]^T \quad (6)$$

이고, 따라서 벡터식으로 간단히 표시하면

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (7)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서

$$\mathbf{A} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_L] \quad (8)$$

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_L(k)]^T \quad (9)$$

이다.

3. 공간적 전처리 필터를 이용한 빔포밍

그림 2에 점선으로 둘러싸인 부분이 공간적 전처리 필터를 이용한 빔포머이다. 공간적 전처리 필터 \mathbf{C}_a 는 θ_1 방향으로 수신되는 원하는 신호에 대해 영이득을 갖는 빔포머이다. 이 필터는 원하는 신호를 차단하게 되어 출력에는 간섭 신호와 잡음 성분만 남게 된다. 이 출력 전력을 최소화하는 방향으로 적응 훈련을 빔포머의 계수 \mathbf{w} 를 적응 훈련 시키면 잡음보다 상대적으로 전력이 큰 간섭 신호가 제거되는 방향으로 훈련되어 간섭 신호의 방향의 이득이 0이 된다. 이렇게 훈련된 가중치를 입력 신호 \mathbf{x}_s 에 적용하면 간섭의 위치에 있던 영이득은 보존되고 신호의 방향에는 0이 아닌 이득을 가지게 된다.

시간 $t = kT$ 에서 공간적 전처리 필터의 입력을 $\mathbf{x}(k)$ 라 하고 출력을 $\mathbf{x}_a(k)$ 라 하면 $\mathbf{x}_a(k)$ 의 n 번째 신호는

$$x_{an}(k) = x_n(k) - p_o^* x_{n+1}(k), \quad n=1, \dots, N-1 \quad (10)$$

과 같이 표시되며 $\mathbf{x}_a(k)$ 는 $\mathbf{x}(k)$ 에 비해 한 차원이 줄어든 $(N-1)$ 차원 벡터 신호가 된다. 여기서

$$p_o = \exp\left\{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_1\right\} \quad (11)$$

이고 $(\cdot)^*$ 는 켈레 복소수를 나타낸다. 만일 $x_n(k)$ 가 θ_1 방향으로 수신되는 신호라면 인접한 안테나에서 경험하는 위상 지연을 보상해 주어 빼는 것이므로 θ_1 방향의 신호는 이 필터를 통해 제거된다.

예로 안테나 수 $N=4$ 인 경우, 공간적 전처리 필터 \mathbf{C}_a 는

$$\mathbf{C}_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -p_o & 1 & 0 \\ 0 & -p_o & 1 \\ 0 & 0 & -p_o \end{bmatrix} \quad (12)$$

인 4×3 행렬이 되고 그 출력은

$$\mathbf{x}_a(k) = \mathbf{C}_a^H \mathbf{x}(k) \quad (13)$$

로 표시된다. 여기서 $(\cdot)^H$ 는 벡터의 Hermitian을 의미한다. 공간적 전처리 필터를 거친 출력 $\mathbf{z}(k)$ 는

$$z(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}_a(k) \quad (14)$$

$$= \mathbf{w}^H(k) \mathbf{C}_a^H(k) \mathbf{x}(k)$$

로 주어진다. 여기서

$$\mathbf{w}(k) = [w_1(k), \dots, w_{N-1}(k)]^T \quad (15)$$

이다.

출력 $z(k)$ 에서 얻어지는 θ 방향의 이득은

$$\begin{aligned} G_z(\theta) &= \mathbf{w}^H \mathbf{C}_a \mathbf{v} \\ &= \sum_{n=1}^{N-1} w_n (e^{-j(n-1)\phi} - p_o^* e^{-jn\phi}) \\ &= (1 - p_o^* e^{-j\phi}) \cdot \sum_{n=1}^{N-1} w_n e^{-j(n-1)\phi} \end{aligned} \quad (16)$$

가 된다. 여기서

$$\begin{aligned} 1 - p_o^* e^{-j\phi} &= 1 - e^{+j\phi_1} \cdot e^{-j\phi} \\ &= 1 - \exp\left\{j 2\pi \frac{d}{\lambda} (\sin \theta_1 - \sin \theta)\right\} \end{aligned} \quad (17)$$

이므로 입사각 $\theta = \theta_1$ 이면 영이 됨을 알 수 있다.

출력 $z(k)$ 의 평균 전력을 최소로 하는 LMS 알고리즘을 적용하면

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{1}{2} \mu \left[-\nabla_{\mathbf{w}} E\{|z(k)|^2\} \right] \quad (18)$$

로 순차적으로 얻어진다. 이 때, 출력 신호 $z(k)$ 의 평균 전력 $E\{|z(k)|^2\}$ 을 알 수 없으므로 순간값을 사용하여

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}(k+1) &= \hat{\mathbf{w}}(k) + \frac{1}{2} \mu \left[-\nabla_{\mathbf{w}} \{|z(k)|^2\} \right] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(k) - \mu z(k) \mathbf{x}_a(k) \end{aligned} \quad (19)$$

와 같이 훈련한다. 가중치 $\mathbf{w}(k)$ 는 $(N-1)$ 차원 벡터이므로 이를 N 차원 입력 신호 $\mathbf{x}(k)$ 에 적용하려

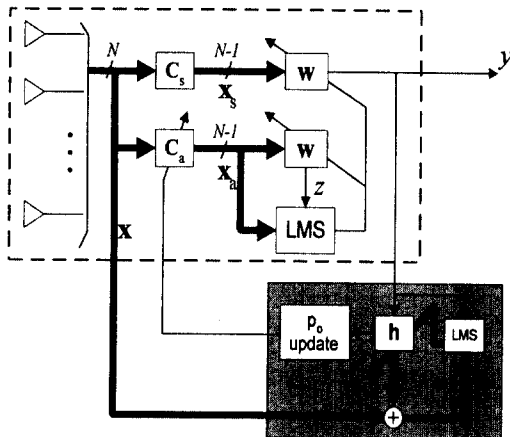


그림 2 적응 신호 제거기를 사용하여 제안된 자력적용 빔포머 구조

면 신호를 하나 버려야 하는데, 이 점이 공간적 전처리 필터 기법의 단점이다. 그러나 공간적 전처리 필터의 신호 차단 능력에 문제가 없다면 다른 자력적용 방식에 비해 비용 함수가 블록이어서 국부 최소값이 없는 장점이 있다.

N 차원 입력 신호 $\mathbf{x}(k)$ 의 차수를 하나 줄이는 필터를 그림 2에 \mathbf{C}_s 로 나타내었다. 예로 안테나 수 $N=4$ 인 경우에 \mathbf{C}_s 는

$$\mathbf{C}_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

로 주어진다. 이 때 빔포머의 출력 $y(k)$ 에 나타나는 θ 방향의 이득은

$$\begin{aligned} G_y(\theta) &= \mathbf{w}^H \mathbf{C}_s^H \mathbf{v} \\ &= \sum_{n=1}^{N-1} w_n e^{-j(n-1)\phi} \end{aligned} \quad (21)$$

이 된다. 이를 식 (16)과 비교해 보면 단지 공간적 전처리 필터에 의한 인자 $(1 - p_o^* e^{-j\phi})$ 만 차이가 있고 $z(k)$ 의 전력을 최소화해서 얻은 가중치를 그대로 사용해도 간섭이 제거됨을 알 수가 있다.

4. 방향 오차에 강인한 자력 적응 빔포밍기

공간적 전처리 필터를 이용한 빔포밍 기법은 간섭 신호가 지배적인 경우, 빔포머가 알고 있는 방향이 실제의 신호의 방향과 작은 오차만 있어도 수 dB정도의 출력 SINR 성능이 열화된다. 사용되는 안테나 수가 많을 수록 이 영향이 더욱 심하게 된다. 따라서 공간적 전처리 필터를 이용한 빔포밍 기법이 실제 상황에서 응용하려면 실제 가입자 신호의 방향을 간단히 추정하여 방향 오차 $\Delta\theta$ 로부터 유발되는 전처리 필터의 계수 p_o 의 오차를 수정하는 기법이 요구된다.

한편, 빔포머의 출력 신호를 입력 신호 벡터에서 제거하는 신호 제거기를 도입하면 빔포머에 의해 포착된 신호의 방향 벡터를 구할 수 있음이 증명된 바가 있다 [6]. 적응적 신호 제거기를 도입하여 방향 벡터를 구하고 그로부터 전처리 필터 계수를 갱신하면 방향 오차로 유발되는 SINR 성능 열화를 줄일 수 있다. 이러한 개념을 이용하여 그림 2와 같이 자력 적응 빔포머 구조를 제안한다. 여기서 신호 제거기의 계수 $\mathbf{h}(k)$ 를 갱신하기 위한 오차 신호는

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{x}(k) - \mathbf{h}(k) y(k) \quad (22)$$

로 주어진다. 평균 전력 $E\{|e_n(k)|^2\}$ 을 최소화하는 LMS 알고리즘에 의해 신호 제거기의 계수 $\mathbf{h}(k)$ 는

$$h_n(k+1) = h_n(k) + \frac{1}{2} \mu_2 \left[-\frac{\partial E\{|e_n(k)|^2\}}{\partial u_n} \right] \quad (23)$$

과 같이 훈련된다. 여기서 μ_2 는 신호 제거기의 계

수가 갱신되는 step 크기이다. 오차의 평균값을 실시간으로 얻을 수 없으므로 순간값을 이용하면

$$\hat{h}_n(k+1) = \hat{h}_n(k) + \mu_2 e_n(k) y^*(k) \quad (24)$$

로 대체하여 구할 수 있고, 벡터식으로

$$\hat{\mathbf{h}}(k+1) = \hat{\mathbf{h}}(k) + \mu_2 \mathbf{e}(k) y^*(k) \quad (25)$$

로 나타낼 수 있다.

정상 상태에서 빔포머의 출력에 신호가 포착된 것으로 가정하고 신호와 간섭들은 서로 상관 관계가 없다고 가정한 후, 식 (23)에서 $E\{|e_n(k)|^2\}$ 를 h_n 에 대해 미분한 것을 0으로 두어 최적의 계수를 구하면

$$\begin{aligned} h_{n,o} &= \frac{1}{\sigma_y} E\{x_n(k)y^*(k)\} \\ &= \frac{1}{\sigma_y} E\{x_n(k)s_1^*(k)\} \\ &= \frac{\sigma_{s_1}^2}{\sigma_y} \exp\{-j(n-1)\phi_1\} \end{aligned} \quad (26)$$

가 된다. 이것을 벡터로 간단히

$$\mathbf{h}_o = \frac{\sigma_{s_1}^2}{\sigma_{y_o}^2} \mathbf{v}_1 \quad (27)$$

으로 표시 되므로 적응 신호 제거기의 계수가 원하는 신호의 방향 벡터에 비례하는 것을 알 수가 있다. 이런 성질을 이용하여 공간적 전처리 필터의 계수 $\hat{\mathbf{h}}_o$ 를 갱신할 수 있는데, 적응적 신호 제거기의 계수 $\hat{\mathbf{h}}(k)$ 가 방향 벡터에 비례하는 \mathbf{h}_o 로 수렴하므로 $\hat{\mathbf{h}}(k)$ 의 n 번째 계수와 $n+1$ 번째 계수의 비로부터 원하는 전처리 필터의 계수를 구할 수 있다. 이 비가 $N-1$ 개 존재하고 각 비는 서로 독립인 잡음 성분을 포함하므로 그 영향을 줄이기 위해 다음과 같이 이들 비의 평균값으로 전처리 필터 계수를 갱신한다.

$$p_o(k) = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\hat{h}_{n+1}(k)}{\hat{h}_n(k)} \quad (28)$$

5. 성능 평가

제안한 방식의 성능을 검증하기 위하여 안테나 수 $N=8$ 이고 표 1과 같은 조건에서 $\mu_2=0.001$ 로 하여 전산 모의 실험한 결과를 그림 3에 나타내었다. $\Delta\theta=3^\circ$ 일 때 기존 방식은 약 2.5dB의 성능 열화가 발생하나, 신호 제거기를 이용할 경우에는 성능 열화가 0.6dB 정도로 줄어들게 하여 제안한 구조의 빔포머가 기존 방식에 비해 방향 오차에 대해서 강인하게 작동함을 알 수 있다. 여기서 주목할 것은 기존의 전처리 필터 빔포머가 겪는 성능 열화는 간섭 조건에 매우 민감하다는 것이다. 예로 간섭의 개수가 1~2개 밖에 없는 온화한 조건에서는 기존 전처리 필터 빔포머도 $\Delta\theta=3^\circ$ 일 때 성능 열화가 1dB도 안되므로 신호 제거기의 효과가 크지 않다. 그러

표 1 실험 조건

		변조방식	입사각	상대전력
원하는 신호	$s_1(k)$	QPSK	0°	0 dB
동일채널 간섭	$s_2(k)$	QPSK	-40°	0 dB
	$s_3(k)$		60°	0 dB
	$s_4(k)$		30°	0 dB
	$s_5(k)$		-30°	0 dB
	$s_6(k)$		45°	0 dB
배경잡음	$\eta_n(k), n=1, \dots, N$	Gaussian	/	-20 dB

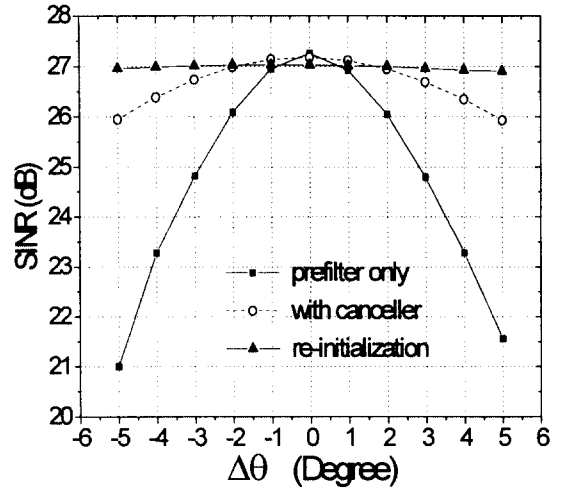


그림 3 방향 오차에 대한 성능 비교

나 안테나 수가 많아 빔폭이 좁아서 작은 방향 오차도 허용해서는 안되는 구조나 간섭이 지배적인 환경에는 제안된 기법이 효율적이다.

한편, 자력 적응 훈련 기법의 경우에는 초기 가중치에 의한 성능 열화가 존재한다. 가중치의 초기값에 의해 정해지는 최대 이득의 방향은 훈련 후에도 거의 변하지 않기 때문에 만일 이 방향에 오차가 있다면 신호가 빔패턴 상의 최대 이득을 얻지 못하고 성능 열화를 야기시킨다. 신호 제거기의 계수로 부터 방향 벡터를 얻을 수 있으므로 이를 이용하여 초기값을 재 설정하고 다시 훈련을 시작함으로써 초기 가중치에 의한 성능 열화도 마저 보상할 수 있다.

오차 벡터 $\mathbf{e}(k)$ 의 N 개의 각 원소의 평균값을 다시 시간 축에서 이동 평균을 취한 신호 제거기의 오차의 평균값

$$T(k) = \sum_{i=0}^K \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e_n(k-i) \right|^2 \quad (29)$$

을 이용하여 재 초기화 시점을 정한다. 만약 SINR이 간섭 신호가 없을 때 신호의 SNR 수준으로 개

선되었다면 간섭 신호가 잡음 수준으로 제거되어 신호 제거기가 충분히 수렴했다고 볼 수 있으므로 이때 가중치를 신호 제거기의 계수로 다시 초기화 해준 뒤 훈련한다. 재초기화하기 위한 문턱값을 정하기 위해 $T(k)$ 의 특성을 확률적으로 분석하는 것이 매우 어려우나, 여러 간섭 조건에 대해 모의 실험한 결과, $K=20$ 일 때 $T(k)$ 값이 초기에 비해 크기가 약 50%정도로 감소되면 SINR이 SNR 수준으로 개선됨을 알 수 있었다. 그러나 위의 실험 조건에서와 같이 열악한 환경에서도 $T(k)$ 가 초기값의 70%가 될 때를 초기화 시점으로 하면 $\Delta\theta$ 에 강인하게 SINR 성능을 유지할 수 있었고 또 재초기화하는 시점은 빠를 수록 좋으므로 70%로 문턱값을 사용하여 그림 3에 결과를 나타내었다. 방향 오차가 0일 때에는 기존 방식이 최적의 성능을 갖게 되므로 신호 제거기와 재초기화 등의 훈련은 오히려 성능이 약간 열화되는 경향을 보이나, 오차가 1° 이상만 되면 성능 개선이 얻어짐을 알 수 있고 비교적 큰 방향 오차 $\Delta\theta$ 에 대해서도 강인하게 성능을 유지함을 알 수 있다. 그림 4는 훈련 회수에 대한 성능을 비교한 것으로 재초기화까지 하는 방법은 훈련 시간이 약간 길어지나 신호 제거기만 도입한 구조보다 추가적인 개선을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

기존의 자력 적응 빔포밍 방식인 공간적 전처리 필터를 이용한 빔포밍 기법은 일반 자력 적응 빔포밍 기법과 달리 가입자 신호의 방향을 알고 있는 경우 우수한 성능을 나타낸다. 그러나 간섭 신호가 지배적인 환경에서는 작은 방향 오차로도 수 dB에 해당하는 SINR 성능 열화를 초래하므로 이 기법을 그대로 적용하기는 부적절하다. 본 논문에서는 가입

자 신호의 방향을 추정할 수 있는 적응 신호 제거기를 부가하여, 공간적 전처리 필터의 계수를 갱신함으로써 방향 정보에 오차가 있는 경우에도 성능 열화가 적은 강인한 빔포머 구조를 설계하고 그 성능을 전산 모의 실험으로 검증하였다. 재초기화하는 시점의 결정을 분석적으로 설계할 수 있는 추가 연구가 필요하다.

참고 문헌

- [1] S. Simanapalli, "Adaptive Array Methods for Mobile Communications," *IEEE VTC '94*, pp. 1503-1506, June 1994.
- [2] J. Litva and Titus Kwok-Yeung Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House, 1996.
- [3] A. R. Lopez, "Performance Prediction for Cellular Switched-Beam Intelligent Antenna Systems," *IEEE Communication Magazine*, pp. 152-154, Oct. 1996.
- [4] M. Cooper and M. Goldberg, "Intelligent Antennas: Spatial Division Multiple Access," *IEC Annual Review of Communication 1996*, pp. 999-1002, June 1996.
- [5] B. Xu and T. B. Vu, "Effective Interference Cancellation Scheme Based on Smart Antennas," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 1144-1116, June 1997.
- [6] J. J. Shynk and R. P. Gooch, "The Constant Modulus Array for Cochannel Signal Copy and Direction Finding," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 44, pp. 625-660, Mar. 1996.
- [7] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd Ed., Prentice Hall, 1996.

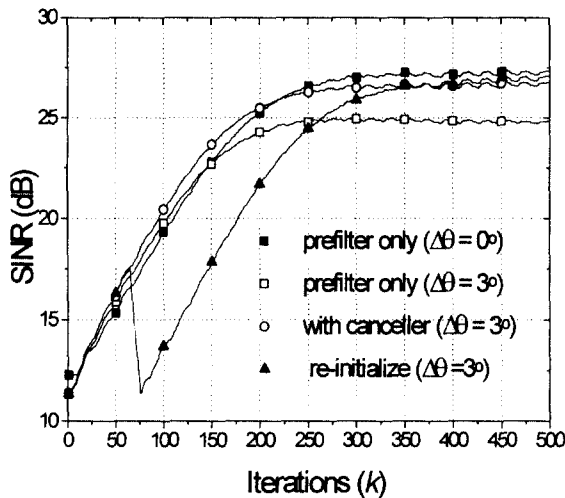


그림 4 훈련 회수에 따른 성능 비교