

LMS 적응 알고리즘을 적용한 안테나 배열의 성능분석에 관한 연구

김원균^{**}, 박지영^{*}, 나상동^{*}
* 조선대학교 컴퓨터공학과

A Study on Three-Dimensional Performance Analysis of Antenna Array Applying LMS Adaptive Algorithm

Won-Kyun Kim^{**}, Ji-Young Park^{*}, Sang-Dong Na^{*}
* Dept. of Computer Engineering, Chosun University, E-mail : sdna@mail.chosun.ac.kr.

요 약

본 논문에서는 도심지 이동 통신에서 SINR 성능을 향상시키기 위해 기존의 배열 안테나에 최소 평균 자승(LMS) 알고리즘을 적용하여 실제 배열 출력과 이상적 출력간의 최소 평균 오차(MSE)를 최소화하고 안테나의 배열로부터 가중치를 결합한 신호에 의해 방향성을 적절히 제어하여 간섭신호를 효과적으로 제거한다.

배열 출력 신호 대 간섭에 추가된 잡음비(SINR) 성능 분석에 적합한 삼차원적 분석을 사용하여 적응 배열 원소를 사용한 성능과 모노폴 안테나 원소에서 배열의 성능을 비교한다. 또한, SINR 패턴 각 비(PAR)를 사용하여 적응 배열 원소 방위, 내부 원소간의 간격들 그리고 입사 신호 방향들과 같은 다른 배열 매개 변수들에서 배열 성능을 계산하고 SINR 패턴의 양적 평가를 한다.

결과로서, 적응 배열 원소가 가정된 신호 환경에 있어 4상파형(quarterwave) 모노폴(monopole) 안테나 배열보다 더 바람직하다.

I. 서 론

이동 통신 환경에서 기존의 통신 시스템에서 신호 대 잡음비(SNR) 성능의 저하는 다른 유선통신방식과는 달리 안테나 이동, 빈약한 대지 조건, 다중경로 영향 그리고 대지의 영향이나 전파의 지표 반사 등 임의로 변화하는 신호 환경에 의해 더욱 악화된다. 간섭 신호의 영향을 감소시키는 능력을 갖는다는 것이 알려진 이후, 적응 배열 안테나 시스템은 이동 통신 환경에서 가장 심각한 문제들을 갖는 정형적인 도심지에서 응용(application)들을 위해 고려된다.

실제 신호 환경에서 유입되는 파(wave)가 주변 사물들에 의해 회절, 반사 또는 산란되고 신호 입사 방향들이 안테나가 위치되는 수평한 장소에 있을 뿐만 아니라 어떠한 양각(elevation angles)을 갖기 때문에 삼차원적 평가는 도심지 이동 통신 시스템에서 중요하다. 정형적인 도심지에서 유입되는 신호에 대한 양각(elevation angles)이 0° 에서부터 60° 만큼 큰 범위에 걸쳐 조사된다 [1]. 그러나, 이러한 종류의 파가 매우 약함에도 불구하고 고층 빌딩으로부터 어떤 회절된 파들에 대한 양각은 90° 에서 차단된

다 [2]. 그러므로, 적응 배열 안테나는 방향성을 이용하여 간섭 신호를 제거하고 입사 신호 방향에 일치하도록 방향을 제어하여 요구된 신호는 더욱 효과적으로 수신되고 요구된 신호의 방향과 다른 방향으로 수신되는 간섭신호는 제거되기 때문에 시스템의 성능을 충분히 개선시킬 수 있다 [3].

적응 배열 원소는 수평적 원소와 수직적 원소 둘 다 갖기 때문에 안테나는 도심지에서 다중경로 페이딩(fading)을 감소시키는데 효율적으로 작동한다. 본 논문에서는 신호 대 간섭에 추가된 잡음비(SINR) 성능을 개선하기 위해 배열 안테나에 최소 평균 자승(LMS) 알고리즘을 적용함으로써 평균 자승 오차(MSE)를 최소화하는 것을 제안하고 적응 배열 안테나의 성능을 분석한다. 이러한 분석의 특성은 배열 성능이 적응 배열 원소를 사용함에 의해 그리고 그것의 성능과 모노폴 안테나 원소에서 배열의 성능을 비교에 의해 삼차원적으로 분석된다. 신호 대 간섭에 추가된 잡음비(SINR) 패턴 각 비(PAR)라 하는 계수는 내부원소간의 간격, 적응 배열 원소의 방위, 유입되는 신호들의 입사 방향과 같이 다양한 배열 매개변수들에서 시스템 성능의 양적인 평가를 준다.

II. 적응 배열

안테나 성능이 다중 경로 페이딩(fading)이 발생하고 교차 분극화된 파장이 고려되는 도심 이동 환경에서, 적응 배열 원소를 가진 안테나의 사용은 모노폴 안테나의 사용과 비교한다. 적응 배열 원소는 수평적 성분과 수직적 성분을 갖고 이동 시스템에 적용시킴으로써 도심지 환경에서 신호 수신율(reception)은 모노폴 안테나와 비교해 향상된다. 정형적인 도심지에서 유입되는 신호는 랜덤 신호이고 이는 동등한 진폭, 랜덤 위상 그리고 수평한 장소에서 일정한 가능성을 갖고 임의의 어떤 방향으로부터 온다고 가정한다 [4] [5].

그림 1(a)은 N개의 안테나를 반파장 간격 d ($d=0.5\lambda$)만큼 배열시킨 적응 배열 안테나를 나타내고 모든 유입되는 신호는 전체의 좌표에서 θ 와 ϕ 방향 모두에서 분극화되고 E_θ 와 E_ϕ 로 표시된다 [6]. E_θ 와 E_ϕ 는 동등한 진폭을 갖고 $-\pi$ 와 π 사이에 임의로 변화하며 동등한 랜덤 위상을 가진다 [7]. 모든 유입되는 신호는 입사 신호의 전장(electric field) E 와 각 방향(θ (수직), ϕ (수평))에서의 단위벡터($\hat{\theta}$, $\hat{\phi}$)의 곱으로 표현된다. 도심지에서 신호의 입사 각도는 0° 와 60° 사이의 범위에 퍼져 있다 [1][2]. 요구된 신호와 간섭 신호는 각각 θ ($0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$)와 ϕ ($0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$)의 범위에 걸쳐 일정한 가능성 밀도를 갖는 전체의 좌표에서 방향 (θ, ϕ)으로부터 발생한다. 요구된 신호의 도착 방향은 간섭 신호의 도착 방향과 상호 무관하다고 가정된다. 그림 1(b)은 그림 1(a)에서 두 방향(α_1, α_2)에서 파가 유입시 안테나 배열 상태를 나타내고 그림 1(c)은 그림 1(b)를 +Z축에서 수직으로 본 형태를 나타낸다. 본 논문에서는 $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$ 그리고 $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$ 인 경우와 적응 배열 안테나와의 비교를 위한 모노폴 안테나를 성능 분석한다.

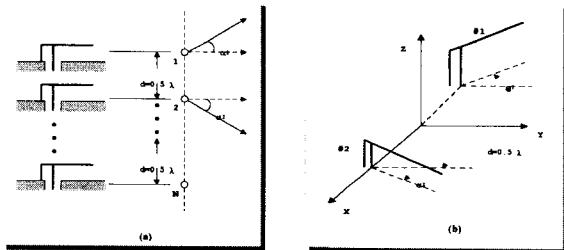


그림 1. 적응 배열 모델
(a) N개의 안테나 배열 (b) 두 방향에서 신호 유입되는 파형의 예
Fig. 1. Adaptive array model
(a) Antenna array of N (b) Example of incoming wave at two direction

III. LMS 알고리즘을 적용한 배열 안테나

배열 안테나에 안테나 배열 원소와 최소 평균 자승(LMS) 알고리즘을 적용하여 출력 SINR을 최적의 상태로 만드는 가중치를 자동적으로 제어함으로써 배열 원소에서 요구된 신호의 방향과 다른 방향으로 수신되는 간섭 신호는 널(null) 조종(steering)을 통해 요구된 신호는 더욱 효과적으로 수신되고 간섭신호의 수신이득을 감소시켜 요구된 신호와 다른 각도로 수신되는 간섭신호를 제거시키기 때문에 시스템의 성능을 충분히 개선시킬 수 있다 [8] [9] [10].

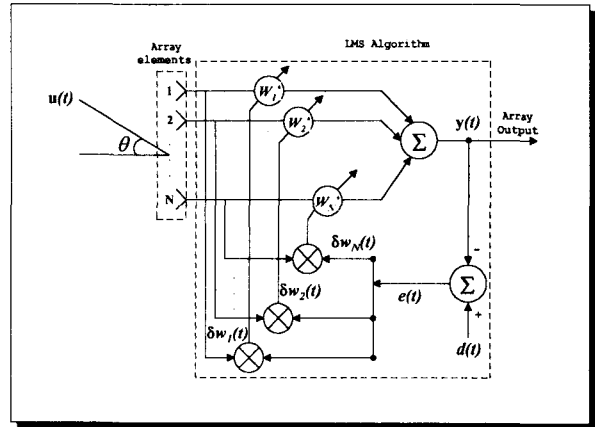


그림 2. 제안된 적응 배열 안테나의 구조
Fig. 2. Structure of Proposed Adaptive array antenna

그림 2은 제안된 적응 배열 안테나의 세부 구조를 나타낸다. 필터 출력 $y(t)$ 는 k 번째 배열 원소를 통해 탭 가중치 적응 \hat{w}_k^* 와 배열 입력 신호 $u(t)$ 의 적(積)인 $\hat{w}_k^*(t)u(t)$ 로 표현된다. 예측오차 $e(t)$ 는 요구된 신호 $d(t)$ 와 필터 출력 $y(t)$ 의 차로 표현된다. 탭 가중치 적응은 다음 식 (1)과 같다.

$$w_k^*(t+1) = w_k(t) + u(t) e_k^*(t) \dots\dots\dots(1)$$

우변의 두 번째 항 $u(t) e_k^*(t)$ 은 탭 가중치 벡터 $w_k(t)$ 에 대한 현재의 예측에 적용된 교정을 나타낸다. 반복적 처리절차는 초기 추정 w_1^* 에서 시작하고 적응 배열 가중치의 초기값은 첫 번째 안테나의 가중치를 1로 하고 나머지는 모두 0으로 한다. LMS 알고리즘에 의한 가중치 조절은 안테나 간격 d 만큼 지연되어 수행된다. 즉, 최소 평균 자승(LMS) 알고리즘은 패던 형성에 있어 여러 가중치를 선택하여 SINR의 성능 척도가 최적화 되도록 한다 [11] [12].

배열 원소들 간에 공통의 결합 효과가 포함될 때, 배열 원소의 출력 전류 벡터 I 는 적률(積率) 방식에 의해 수치적으로 계산된다 [13].

$$\begin{aligned}
 I &= \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_M \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{M1} & Z_{M2} & \cdots & Z_{MM} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_M \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(2) \\
 &= Z^{-1}V
 \end{aligned}$$

여기서 Z 는 임피던스 행렬이고, V 는 유도 전압 벡터이다. M 은 배열 원소들에서 확장 함수의 수이다. Z 의 mn 번째 원소와 V 의 m 번째 원소는 다음과 같이 쓰여진다.

$$Z_{mn} = - \int_{\Delta l_m} W_m \cdot E_n^s dl - Z'_{mn} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$V_m = \int_{\Delta l_m} W_m \cdot E dl \quad \dots\dots\dots (4)$$

Δl_m 은 m 번째 확장 함수가 위치한 세그먼트이다. W_m 은 m 번째 가중치 함수이고 E_n^s 는 n 번째 전류 확장 함수로부터의 산란된(scattered) 범위이다. $m(=n)$ 이 상응하는 확장 함수의 수이고 $Z'_{mn}=0$ 일 때, (3)에서 Z'_{mn} 은 집합된 로딩(loading) 임피던스(impedance)와 동등하다. 배열 원소에서 전류 분포는 (2)식으로부터 알려질 때, 배열 입력 신호(각 원소의 출력 터미널에서의 전압) 벡터 U 는 쉽게 얻어질 수 있다. N 개의 원소 배열에 대해, U 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 U &= (U_1, U_2, \dots, U_N)^T \\
 &= (I_{s_1} Z'_1, I_{s_2} Z'_2, \dots, I_{s_N} Z'_N)^T \quad \dots\dots\dots (5)
 \end{aligned}$$

여기서 I_{s_j} ($j=1, 2, \dots, N$)은 j 번째 원소의 출력 전류이고 아래 첨자 s_j 는 j 번째 원소의 출력 터미널에서 확장 함수의 수를 나타내고 (3)식에 상응하는 로딩(loading) 임피던스 Z'_{mn} 과 동등하다. 위 첨자 T 는 전위를 나타낸다. 본 논문에서, $Z'_j = 50 \Omega$ ($j = 1, 2, \dots, N$)은 모든 배열 원소에 대해 가정된다.

적용 배열의 출력 SINR은 요구된 신호 대 간섭 추가된 열잡음에 대한 전력 비로써 정의되고 최소 평균 자승(LMS) 알고리즘에서, 적용 배열의 출력 SINR은 다음 식(6)과 같다 [14].

$$SINR = \frac{1}{\sigma^2} \left[\frac{U_d^T U_d^* - |U_d^T U_i|^2}{\sigma^2 + U_i^T U_i} \right] \quad \dots\dots\dots(6)$$

여기서 위 첨자 *는 복소 결함을 나타내고 아래 첨자 d 와 i 는 각각 요구와 간섭을 나타낸다. 이것은 얼마나 많은 간섭 신호가 제거되고 동시에 얼마나 많은 요구된 신호

레벨이 올라가는지를 나타낸다. 요구된 신호들과 간섭 신호들이 연속되는 평면파와 각각 다른 상호 무관한 제로(zero) 평균 처리라고 가정할 때, 열잡음은 변수 σ 에서 가우시안 분포에 있다. LMS 알고리즘은 실제 배열 출력과 이상적 출력간의 최소 평균 오차를 최소화하는데 있다. 이동 통신 환경에서, 신호 도착 방향이 알려지지 않을 것일 뿐만 아니라 차량이 이동하는 동안에는 더욱 다양하다. 자동적으로 신호(간섭 또는 요구된 신호)를 추적하기 때문에 LMS 알고리즘은 가장 적절한 알고리즘이라 생각된다.

IV. 배열출력 SINR의 삼차원 성능분석

그림 3에서는 $\theta_d = 30^\circ$ 의 다른 값들에 대해 적용 배열 원소의 정상화된 출력 SINR을 보여준다. 각각의 배열에 대해 $\phi_d = 0^\circ$ 에 대한 경우가 보여진다. SINR 형태에서, 요구된 신호가 유입되는 방향(i.e., $\theta_i = \theta_d$ 와 $\phi_i = \phi_d$)에서의 널을 제외하고, 널 포인트의 모든 수는 적용 배열 원소 위치 또는 그들의 방위들을 바꿈으로써 감소된다.

격자 널이 요구된 신호의 반대 방향에서 나타난다고 할 때, 널은 두 개의 적용 배열 원소들이 비대칭적으로 배열되어 감소된다. 다른 방향에서 나타난 널은 α_i ($i=1, 2$)에 대하여 복잡한 변수를 갖는다. 그것을 제거하는 방법은 시스템 요구를 만족시키는 패턴이 얻어질 때까지 배열요소를 배치하는데 있다.

$\Psi=0$ 의 일정한 위상이 그림 3에서 SINR 패턴을 계산하는데 사용된다. 여기서 패턴은 최대 값에서 정상화되고 랜덤(random) 위상 Ψ 은 패턴 최대 값에서 커다란 효과를 갖는다. 표 I은 $\phi_d=0^\circ$ 와 $d = 0.5 \lambda$ 에서 모노폴 안테나와 적용 배열 형태에서 SINR의 최대값을 나타낸다. $\phi_d=0^\circ$ 에 대해, 적용 배열 형태는 Ψ 의 변화에 민감하다.

$\phi_d = 0^\circ$ 일 때, 배열 출력 SINR의 최대와 최소는 $\Psi = \pi/3$ 와 $-\pi/3$ 에서 발생한다.

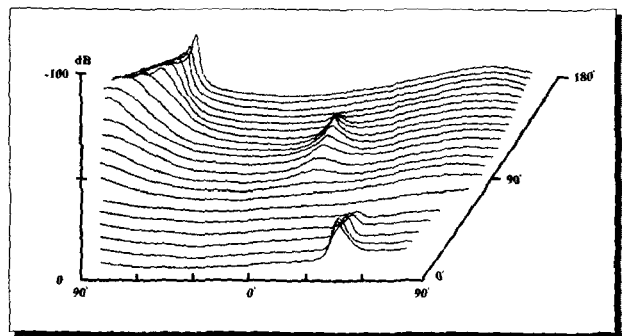


그림 3. $\theta_d = 30^\circ$, $d=0.5 \lambda$ 그리고 $\Psi=0$ 에서 적용 배열의 삼차원적 SINR 패턴
Fig. 3. Three-dimensional SINR pattern of the Adaptive arrays with $\theta_d = 30^\circ$, $d=0.5 \lambda$ and $\Psi=0$

표 I

$d = 0.5\lambda$ 에서 Monopole 안테나와 적응 배열 형태에서 SINR 패턴의 최대값

| | Monopole | | $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$ | | $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$ | |
|-----------------|-----------|------------|---------------------------------|------------|----------------------------------|------------|
| | 0° | 90° | 0° | 90° | 0° | 90° |
| $\psi = -\pi/3$ | 15 | 16.2 | 12.9 | 15.5 | 13.6 | 15.4 |
| $\psi = 0$ | 15 | 16.2 | 15.5 | 15.5 | 15.6 | 15.4 |
| $\psi = \pi/3$ | 15 | 16.2 | 16.7 | 15.5 | 16.7 | 15.4 |

모노폴 안테나의 최대 값은 $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$, $d = 0.5\lambda$ 의 대칭적 배치에 대해 ψ 에 있어 변화하지 않고 적응 배열 형태에서의 최대값은 $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$, $d = 0.5\lambda$ 의 대칭적 배치에 대해 ψ 가 $\pi/3$ 에서 최대값을 갖는다. 사실, 이러한 방향에서 입사 신호 E_ϕ 가 두 개의 수평적 원소 상에서 반대 방향들의 전류를 감소시킨다. 이것은 0.5λ 의 내부원소간 공간이 E_ϕ 입사파에 대해 출력 SINR이 독립적이게 한다.

이동 통신 시스템에서, 신호가 배열 주변의 어떠한 방향에서도 오기 때문에, 더 넓은 범위를 갖는 SINR 패턴이 바람직하다. 따라서, 본 논문은 얼마나 많은 배열이 SINR 이전에 결정된 참조 레벨(level) 보다 더 큰 지역을 커버(cover)할 수 있는지를 표현하기 위해 SINR(PAR)라 하는 인자(factor)를 결정한다. 이차원적 경우에 대해, PAR은 $\Delta\phi_k$ 의 합 대 2π 의 비에 의해 주어진다. 여기서 $\Delta\phi_k$ 는 SINR이 참조 레벨 R 보다 더 큰 각의 폭이고 L 은 전체 간격의 총 수이다. 이차원적 SINR 패턴은 다음 식 (7)과 같이 정의된다.

$$PAR = \frac{1}{2\pi} \sum_k P(\phi) \Delta\phi_k \dots\dots\dots (7)$$

삼차원적 SINR 패턴은 유동각(solid angles)을 사용함으로써 다음 식 (8)와 같이 정의 된다.

$$PAR = \frac{1}{\sqrt{3}\pi} \sum_{k=1}^L P(\theta, \phi) \Delta\Omega_k$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}\pi} \sum_{k=1}^L \int_{S_k} P(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \dots\dots\dots (8)$$

여기서 $\Delta\Omega_k$ 는 SINR>R인 k 번째 유동각(solid angle) 범위(area)이고 S_k 는 k 번째 범위에서 적분 구간을 나타내며 L 은 범위의 전체 수이다. 분모 $\sqrt{3}\pi$ 은 가능한 입사각 범위에서 유동각에 대한 적분으로부터 얻어지고 적분을 이산화 시킴으로써 삼차원적 SINR은 식 (9)과 같다.

$$PAR = \frac{\sqrt{3}}{2\pi^3} \sum_{k=1}^L \sum_{l=1}^{L_k} |(\phi_{i+1}^k - \phi_i^k) (\cos\theta_i^k - \cos\theta_{i+1}^k)| \dots\dots(9)$$

여기서 L_k 는 k 번째 범위(area)에서 작은 부분위(subareas)에 대한 총수이다.

$\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$ 과 $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$ 의 적응 패턴이 그림 4에서 보여진다. 적응 배열 안테나는 기존의 안테나와 달리 수신 신호를 고정된 상태에서 받아들이지 않고 수신신호의 방향이 변함에 따라 빔(beam)의 방향을 유동적으로 변화 시킴으로써 신호의 방향을 추적한다.

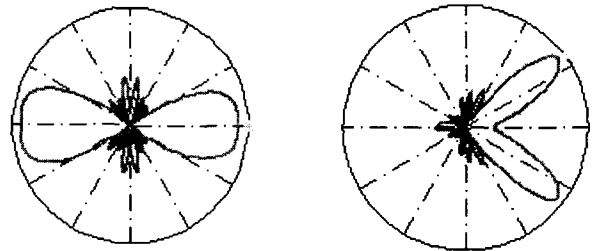


그림 4. 수신신호 방향에 대한 빔 방향의 유동적 변화
(a) $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$ (b) $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$

Fig. 4. Flexible variance of beam directions for incoming signal directions

(a) $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$ (b) $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$

그림 5는 그림 4의 두 가지 경우 ($\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$ 와 $\alpha_1 = \alpha_2 = 30^\circ$)와 모노폴 안테나 배열에 대해 참조 레벨(level) R 에 대조되는 PAR을 보여준다. 본 그림에서 보여진 것은 ψ 에 관하여 SINR 패턴의 최대 또는 최소 첨두(peak) 값들이 얻어질 때의 PAR이다. 그러므로 ψ 이 $-\pi$ 와 π 사이에서 변화할 때, PAR은 최대와 최소값 사이에서 임의적으로 변동할 것이다.

수직 안테나 원소가 ϕ -극성인 신호들을 수신할 수 없기 때문에, ψ 은 입사 신호가 어떠한 방향에서 진입하든지 1/4 파 모노폴 안테나 배열의 PAR에 어떠한 효과도 갖지 않는다. 그러나, ψ 은 적응 배열 원소가 E_ϕ 입사파를 수신할 수 있는 수평적 원소를 갖기 때문에 적응 배열에서 효과를 갖는다.

그림 5(a)에서 보여진 것처럼 $\phi_d = 90^\circ$ (현측(broadside) 입사)에 있어, Y축 주변에서 PAR은 ψ 에 관련된 어떤 변화도 보이지 않는다. ψ 으로부터 PAR의 독립은 E_ϕ 입사파가 배열 출력에 어떠한 변화를 주지 않는다. 두 개의 적응 배열 원소가 Y축에 대칭적으로 위치하기 때문에 E_ϕ 성분을 수신할 있음에도 불구하고 두 개의 수직적 성분이 반대 방향을 갖기 때문에 배열 출력에서 제거된다.

그림 5(b)에서는 $\phi_d = 0^\circ$ 에 대해, 배열 형태 모두 ψ 의 변화에 민감하다. ψ 에 대한 PAR의 변화는 약 0.6만큼 크고 $\phi_d = 0^\circ$ 일 때, 배열 출력 SINR의 최대와 최소는

$\psi = \pi/3$ 와 $-\pi/3$ 에서 발생한다.

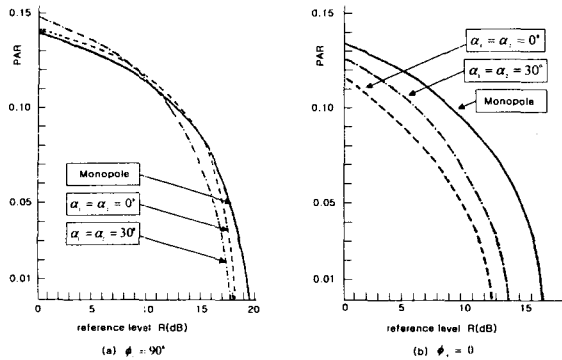


그림 5. $\theta_d = \theta_i = 60^\circ$ 와 $d = 0.5\lambda$ 에서 다른 배열 형태들의 PAR

Fig. 5. The PAR of different array types with $\theta_d = \theta_i = 60^\circ$ and $d = 0.5\lambda$

V. 결론

본 논문에서는 배열 안테나에 최소 평균 자승(LMS) 알고리즘을 적용하여 삼차원적 성능 분석을 하였다. 최소 평균 자승(LMS) 알고리즘의 적용은 실제 배열 출력과 이상적 출력간의 최소 평균 오차를 최소화하고 안테나의 배열로부터 가장치를 결합한 신호에 의해 수신신호의 방향이 변함에 따라 빔의 방향을 유동적으로 변화시킴으로써 널을 쉽게 찾아 간섭 신호를 제거한다.

PAR은 배열 전체 범위를 표시하는데 사용했고 PAR의 사용에 의해 두 개의 다르게 분극된 유입되는 신호들 간의 위상 차, 배열 출력 SINR 패턴들의 최대값과 내부원소 간 공간과 위치와 같은 SINR 변이 대 배열 매개변수들에 대하여 시스템 성능을 표현하는 것과 그들간의 양적 비교를 했다. 두 개의 원소 배열에 대한 출력 SINR은 신호 입사각(θ, ϕ)에 대하여 삼차원적으로 분석되었다. 또한, 출력 SINR에서 적응 배열 원소의 수직적 원소 할당에 대한 효과는 모노폴 안테나 배열에 비해 더 나은 PAR 성능을 나타냈다. $\phi_d = 0^\circ$ 에 대해, 배열 형태들 모두 ψ 의 변화에 민감하고 배열 출력 SINR의 최대와 최소는 $\psi = \pi/4$ 와 $-\pi/4$ 에서 발생한다.

입사각이 교차적으로 분극되고 사선 입사각을 갖는 이동 통신 환경에서, 적응 배열 원소는 1/4 파장 모노폴 안테나보다 더 바람직하다. 적응 배열 안테나는 원소 적응(orientations)을 변화시킴에 의해 널을 제거하는 유동성을 갖을 뿐만 아니라 모노폴 안테나 배열보다 더 나은 PAR 성능을 보여준다.

【참고문헌】

[1] H. Kuboyama, K. Fujimoto, and K. Hirasawa, "UHF bent-slot antenna system for portable equipment - II:

Receiving performance in urban areas" IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-36, pp. 129-134, Aug. 1987.

[2] F. Ikegami and S. Yoshida, "Analysis of multipath propagation structure in urban mobile radio environments" IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-28, pp. 531-537, July 1980.

[3] R. Kohno, H. Imai, M. Hatori, and S. Pasupathy, "Combination of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct-sequence spread-spectrum multiple-access system" IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 8, pp. 675-682, May 1990.

[4] E. N. Gilbert, "Energy reception for mobile radio" Bell Syst. Tech. J., vol. 44, No. 8, pp. 1779-1803, Oct. 1965.

[5] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception" Bell Syst. Tech. J., vol. 47, pp. 957-1000, July-Aug. 1968.

[6] R. T. Compton, Jr., "The tripole antenna: An adaptive array with full polarization flexibility" IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, pp.944-952, Nov. 1981.

[7] R. G. Vaughan, "Signals in mobile communications, A review." IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-35, pp.133-145, Nov. 1986.

[8] S.P.Applebaum, "Adaptive Arrays", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-24, No. 5, pp. 585-598, September 1976.

[9] Simon Haykin, "Adaptive Filter Theory: Third Edition", Prentice Hall International Editions, pp. 365-439, 1996.

[10] A. Ishide and R. T. Compton, Jr., "On grating nulls in adaptive arrays", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-28, pp. 467-476, July 1980.

[11] B. D. Van Veen, K.M.Buckley, "Beamforming: Versatile Approach to Spatial Filtering", IEEE ASSP Magazine, pp. 4-24, April 1988.

[12] R. A. Monzingo, T. W. Miller, "Introduction to Adaptive Arrays", John Wiley & Sons, 1980.

[13] R. F. Harrington, Field Computation by Moment Methods. New York: Macmillan, pp. 68-81, 1968.

[14] S. T. Li, J. W. Rockway, J. C. Logan and D. W. S. Tam, Microcomputer Tools for Communications Engineering. Dedham, MA: Artech House, pp. 28-30, 1983.