

CDMA 기지국에 설치된 평면 스마트 안테나의 성능 고찰

종신회원 홍 영 진*

Performance of a Rectangular Smart Antenna in CDMA Basestation

Young-Jin Hong* *Lifelong Member*

요 약

CDMA 셀룰라 망의 기지국에 이용될 수 있는 선형 스마트 안테나를 이차원으로 확장시켜 성능의 척도인 출력 신호대잡음비(Output SNR: Output Signal to Noise Ratio), 출력신호대간섭비(Output SIR: Output Signal to Interference Ratio), 출력신호대간섭잡음비(Output SINR: Output Signal to Interference plus Noise Ratio)를 도출하였다 Beam forming algorithm 으로 SCGM(Simplified Conjugate Gradient Algorithm)을 설정하고 입력신호대잡음비, antenna element 숫자, 간섭신호의 분포 등을 변화시키며 평면 스마트 안테나의 성능을 simulate 하였다. 간섭신호들의 방위각(Azimuth angle)이 -90도 에서 +90도 사이에서 고르게 분포할 때, 평면 스마트 안테나의 성능은 같은 숫자의 element를 갖는 선형 스마트 안테나의 성능에 근접함을 보였다

Key Words : Adaptive arrays, Output SINR, Elevation, Azimuth

ABSTRACT

Performance indicators such as output SNR, SIR, SINR for rectangular smart antennas in CDMA basestations have been derived. Simulations have been carried out to find the rectangular smart antenna performance while varying the input SNR, number of antenna elements, and the interferers' spatial distributions. Simplified Conjugate Gradient Method was chosen as the underlying beam forming algorithm. It has been shown that the performance of a rectangular smart antenna is similar to that of the linear one having the same number of elements when the interferers are randomly distributed over the whole azimuth angle range.

I. 서론

20세기 중 후반 AMPS(Advance Mobile Phone Service)로부터 시작된 이동통신 서비스는 그 동안 2세대(Digital cellular)를 거쳐 지금은 3세대 기술이 세계 각지에서 다양한 이름으로 시장을 주도하고 있다. 3세대 기술은 W-CDMA, CDMA2000, WiMax 로 크게 분류되며 HSDPA(High Speed Downlink Packet Access), EVDO(Evolution Data Only/Optimized) Rev. A/B, WiBro(Wireless Broadband)가 세 갈래의 대표적인 서비스 명칭이다. 소비자의 욕구는 이

에 그치지 않고, 더 빠르고 다양한 기능을 가진 통신 접속망을 필요로 하고 있고 이에 부응하기 위해서 학계와 산업계에서는 B3G(Beyond Third Generation) 혹은 IMT-Advanced 라는 이름으로 차세대 이동통신 표준을 준비하고 있다. W-CDMA 진영의 LTE(Long Term Evolution), CDMA2000 진영의 EVDO Rev. C, 그리고 WiMax 진영의 WiBro Phase II 가 어떤 형태로든 융합하여 B3G의 실체로 나타나게 될 것이다.

B3G가 가입자에게 주는 이득은 한마디로 요약하면 다양한 첨단 서비스보다 빠른 전송속도로

※ 본 연구는 SK telecom의 지원으로 수행되었습니다

* 동명대학교 전기전자공학과 (gryjhong@tu.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-11-485, 접수일자 : 2006년 11월 10일, 최종논문접수일자 : 2006년 12월 28일

실현하는 것이다. 변복조 방법이나 coding 기법이 상당 부분 발전해 있고, 할당 주파수 대역이 이미 극도로 포화상태인 점을 고려한다면 Spectral efficiency 의 획기적인 향상이 앞의 목적을 달성할 수 있는 주요한 대안임은 분명한 일이다. B3G의 표준기술에 스마트 안테나 기술의 채택이 고려되고 있는 이유가 여기에 있다. 원하는 신호의 방향에 최대의 빔을 형성하여 궁극적으로 주파수효율을 향상시키는 스마트 안테나 기술은 사실 "adaptive array"의 이름으로 오래 전부터 radar 등의 군사용 목적으로 사용되어 왔으며^[11-15], 무선 통신 특히 이동 통신의 본격화에 따라 상용화의 길로 접어들었다.

Adaptive array는 여러 개의 전방향성 안테나 element 로 이루어져 있으며 element 에 의해 수신된 송신신호는 각각 complex weight 로 곱해진 다음 다시 combine 되어 (weighted sum) 출력신호를 형성하게 되는데 이 때 출력 신호의 beam pattern 은 원하는 신호 (SOI: Signal of Interest)방향에 최대의 power를 집중시키며 간섭신호 등 원치 않는 신호 방향으로 null 을 형성하게 된다^{[3],[6]-[8]}.

Adaptive array의 이동통신 시스템 적용^[9]이 시작된 이래 수많은 연구가 진행되어 스마트 안테나의 효율성은 시분할다중접속(TDMA) 셀룰라 시스템^{[10]-[12]}과 코드분할다중접속(CDMA) 셀룰라 시스템^{[13]-[15]}에서 입증되었다. 그러나 이 효율성을 밝힌 연구논문의 경우 그 이론이나 모의실험 모델이 대부분 linear array에 기초한 것이었다. 최근에 발표된 소수의 논문에서 평면 스마트 안테나는 광대역 신호 환경에서 전통적으로 사용되어 오던 Tapped Delay Lines의 대체용으로 제안되었거나^{[16],[17]} Eigen Subspace Decomposition Algorithm을 이용하는 linear array의 연장선상에서 거론되었다^[18]. [18]에서 서술한 평면 array 의 구조는 Applebaum adaptive array 의 mismatch 문제를 분석한 논문 [19]의 구조와 유사하다. 이처럼 몇 안 되는 평면 array 에 관한 연구논문도 평면 array 와 linear array 의 성능 비교에 초점을 맞춘 것은 없음에 착안해서 이 논문이 쓰여 지게 되었다. 이 논문에서는 BPSK(Binary Phase Shift Keying) modem 을 사용하는 CDMA 기지국에 설치된 평면 array 와 linear array 의 성능을 array output SIR, SNR, SINR 그리고 비트에러율(BER: Bit Error Rate)의 관점에서 비교하였다. 많은 adaptive beam forming algorithm 들 중에서 송신 신호의 정보를 필요로 하지 않고 비교적 계산량(computational complexities)이 적은

SCGM 을 beam forming algorithm 으로 선정하였다.

이 논문의 구조는 다음과 같다. 2장에서는 SOI, 간섭신호, 백색잡음이 존재하는 평면 array 와 linear array 의 수학적 모델이 제시되고 3장에서 simulation 을 위한 SCGM 에 대한 간단한 설명과 함께 성능의 가능자가 수식으로 표시되었다. 4장에서는 안테나 elements 의 숫자, 간섭신호의 공간 배치 특성, SOI 의 이동속도 등 다양한 매개변수 (parameter)의 설정 후 simulation 이 실행되었고 마지막 5장에서 결론이 제시되었다

II. Mathematical Modeling

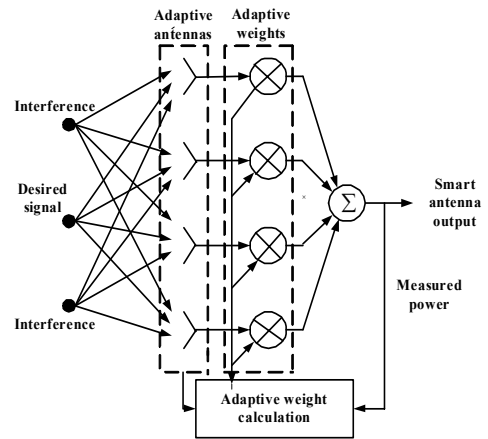


그림 1. 스마트 안테나의 기본 구조

그림 1은 smart antenna 의 구조이다. M 개의 행과 N 개의 열 배치로 총 MN 개의 elements로 이루어진 평면 array 안테나에 협대역 신호가 수신되는 경우 LPF(Low Pass Filter) 와 PN correlator 를 통과한 L 개의 despreaded 신호를 각각 $s_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, L$ 이라 할 때 m 번째 행의 n 번째 안테나 element 에 해당하는 수신 신호의 adaptive processor 입력 신호는 multi-path 신호가 없다고 가정할 때 다음과 같이 표시된다.

$$v_{mn}(t) = \sum_{i=1}^L s_i(t) \exp\left(-j2\pi \frac{d_n \sin \theta_i \cos \phi_i + d_m \sin \theta_i \sin \phi_i}{\lambda}\right) + n_{mn}(t) \tag{1}$$

여기서 d_n 은 n 번째 열과 기준 열과의 거리, d_m 은 m 번째 행과 기준 행과의 거리, θ_i 는 i 번째 신호의 입사각, ϕ_i 는 i 번째 신호의 방위각, λ 는 협대역 신호의 파장, $n_{mn}(t)$ 는 (m, n) 번째 antenna element 에서 관측된, σ_n^2 을 average power 로 갖는 서로 상관관계가 없는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 이다.

CDMA uplink 채널에서 power control 과 synchronization 기능이 순조롭게 작동한다면 PN correlator 를 통과한 후 adaptive processor 로 입력 되는 L 개의 despreaded 신호, $s_i(t)$ 는 복원된 하나의 SOI 와 processing gain 만큼 suppress 된 $L-1$ 개의 신호로 이루어질 것이다. 식 (1)의 벡터 표현은 다음과 같다.

$$\mathbf{v}(t) = \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{v}(t)$ 와 $\mathbf{n}(t)$ 는 $MN \times 1$ 열 벡터로

$$\mathbf{v}(t) = [v_1(t) v_2(t) \cdots v_{MN}(t)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t) n_2(t) \cdots n_{MN}(t)]^T \quad (4)$$

로 표시되고 $\mathbf{s}(t)$ 는 $L \times 1$ 열 벡터로

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \cdots s_L(t)]^T \quad (5)$$

로 표시되며 $MN \times L$ 의 크기를 갖는 행렬 \mathbf{A} 는

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \cdots \mathbf{a}_L] \quad (6)$$

로 표시된다. 식 (3)-(5) 에서 T 는 전치행렬을 나타내고 식 (6) 에서 \mathbf{a}_i , $i = 1, 2, \dots, L$ 은 다음과 같이 표시된다.

$$\mathbf{a}_i = \left[a_{i1}^T \ a_{i2}^T \ \cdots \ a_{iM}^T \right]^T \quad (7)$$

여기서 a_{ir} , $r = 1, 2, \dots, M$ 은

$$\mathbf{a}_{ir} = \begin{bmatrix} \exp[-j(r-1)N\pi \sin \theta_i (\cos \phi_i + \sin \phi_i)] \\ \exp[-j((r-1)N+1)\pi \sin \theta_i (\cos \phi_i + \sin \phi_i)] \\ \vdots \\ \exp[-j((r-1)N+N-1)\pi \sin \theta_i (\cos \phi_i + \sin \phi_i)] \end{bmatrix} \quad (8)$$

로 표시된다.

식 (8) 은 반 파장을 element 간 거리로 갖는 array 를 가정한 결과이다. 식 (2)로부터 스마트 안테나 array processor input covariance \mathbf{R}_w 는 다음 식으로 표시된다.

$$\mathbf{R}_w = \mathbf{A}^* \mathbf{E} \left[\mathbf{s}^*(t) \mathbf{s}^T(t) \right] \mathbf{A}^T + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (9)$$

식 (9) 에서 \mathbf{R}_w 의 size 는 $MN \times MN$ 이며 * 는 complex conjugate 의 표시이다.

III. Performance Measure Analysis

제 2 장에서 정의된 시스템 모델에 의한 스마트 안테나의 출력은 다음과 같다.

$$y(t) = \mathbf{w}^T(t) \mathbf{v}^*(t) \quad (10)$$

여기서 $\mathbf{w}(t)$ 는 $MN \times 1$ weight vector 로

$$\mathbf{w}(t) = [\mathbf{w}_1(t) \mathbf{w}_2(t) \cdots \mathbf{w}_{MN}(t)]^T \quad (11)$$

로 표시된다. Weight vector 를 계산하고 update 하는 방법은 이 장의 마지막에 언급될 것이다. 본 논문의 CDMA 기지국은 uplink 수신 신호의 symbol rate 을 sampling rate 으로 하므로 스마트 안테나 array 의 k 번째 sampled signal 은 다음 식으로 표시된다.

$$y(kT) \approx s_p(kT) + \frac{1}{MN} \sum_{i \neq p}^L s_i(kT) \mathbf{a}_p^T \mathbf{a}_i^* + \frac{1}{MN} \mathbf{a}_p^T \mathbf{n}^*(kT) \quad (12)$$

여기서 괄호안의 T 는 sampling interval 을 표시하고 $s_p(kT)$ 는 correlator 를 통과한 SOI 를 표시한

다. 스마트 안테나 출력단의 SIR 과 SNR 은 식 (12)로부터 각각 다음과 같이 표시된다.

$$SIR = \frac{E\left[|s_p(kT)|^2\right]}{\sum_{i \neq p} \frac{1}{M^2 N^2} |a_p^T a_i^*|^2 E\left[|s_i(kT)|^2\right]} \quad (13)$$

$$SNR = MN \frac{E\left[|s_p(kT)|^2\right]}{\sigma_n^2} = MN\gamma_d \quad (14)$$

식 (14) 에서 γ_d 는 array processor input SNR 을 표시한다.

SCGM beam forming algorithm [20] 은 w 의 $R_{vv}(k)$ 에 관한 Rayleigh 지수, $w^{*T}(k)R_{vv}(k)w(k)/w^{*T}(k)w(k)$ 를 $R_{vv}(k)$ 에 관해 최대화 하며 $R_{vv}(k)$ 의 계산 시, ensemble average 대신 순시치인 $E[v^*(k)v^T(k)]$ 를 사용한다. 매 번의 sampling time 마다 update 되는 weight vector 의 계산은 초기치 를 $w(0)$ 로 하고 다음의 식에 의해 계산된다.

$$w(k+1) = w(k) + t(k)p(k) \quad (15)$$

여기서 $t(k)$ 와 $p(k)$ 는 각각 $w(k)$ 를 Rayleigh 지수를 최대화하는 방향으로 변하게 하는 적응계수와 방향성 벡터이다. 적응계수와 방향성 벡터의 계산은 I. Shavitt 등[21]에 의하여 설명되었다.

IV. Computer Simulation Results

본 논문의 simulation 을 위한 가정과 설정은 다음과 같다. 1) 완전한 power control; 2) correlator 를 통과한 SOI 의 power 는 1; 3) processing gain 은 20 dB; 4) 송신 신호의 입사각과 방위각은 각각 -90 도와 90 도 사이에서 random 하게 배치 5) SOI 는 매 샘플링 시간 마다 0.01 도 이동 6) SOI 의 초기 위치는 입사각 -30 도, 방위각 0 도 7) $L-1$ 개의 간섭신호의 입사각은 매 샘플링 시간마다 -90 도와 90 도 사이에서 random 하게 변화하고 방위각은 그 변화의 범위가 바뀜 8) 안테나 엘

리먼트 사이의 거리는 협대역 입력신호의 반파장 9) weight update 는 매 sampling 마다 한 번 일어남 10) 매 샘플링 시간 마다 array processor input covariance matrix 는 $R_{vv}(k) = v^*(kT)v^T(kT)$ 의 값을 이용 11) $w(0) = [1 \dots 1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 을 웨이트 벡터의 초기치로 사용. 1 의 개수는 M 개임

PN correlator 뒷단에 위치한 adaptive processor 는 despread 된 원하는 신호, 간섭신호, 그리고 잡음으로 구성된 프로세서 입력신호와 초기치 웨이트 벡터를 곱해서 프로세서 출력 신호를 생성하는 것으로 beam forming 을 위한 adaptation 과정을 시작한다. Conjugate gradient method 의 바탕 개념인 입력신호 부분공간의 고유벡터와 관련된 고유치를 계산하고 이 값에 의거하여 residual vector 와 search direction vector 의 값 역시 update 를 시작한다. 다음으로 adaptive step size 의 update를 위해 프로세서 입력신호, search direction vector 등을 이용한 몇 단계의 연산을 수행 후 최종적으로 다음 단계의 웨이트 벡터의 값을 결정함으로써 하나의 adaptation cycle 을 완성하고 이 웨이트 벡터의 값은 다음 샘플링 타임 때 수신되는 프로세서 입력신호와 곱해서 새로운 adaptation cycle 을 수행하게 된다. 지금까지 설명한 하나의 adaptation cycle 을 그림 2 에서 보여 준다.

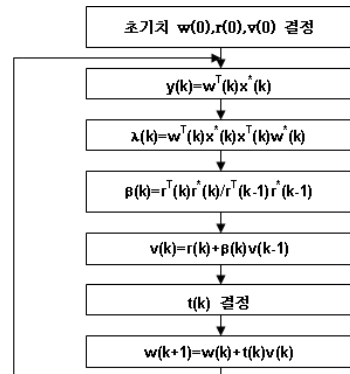


그림 2. Simulation flow

그림 3은 linear smart antenna 와 평면 smart antenna 의 SOI tracking 빔 패턴을 보여준다. 그림 3 위에서는 element 숫자가 9 개인 선형의 경우에 21 개의 송신신호를 설정하였다. 즉 한 개의 SOI

표 1. 3×3 평면 어레이의 입사각과 방위각에 따른 power level in dB; 간섭 신호 숫자=20, input SNR=10 dB, SOI 의 입사각 이동속도=0.01도/sampling 주기, SOI 의 방위각 이동속도=0.01도/sampling 주기, iteration number=100

입사각 ^a 방위각 ^b	-32	-31	-30	-29	-28	-27	-26
-2	-0.6325	-0.5963	-0.5724	-0.5612	-0.5631	-0.5785	-0.6078
-1	-0.6199	-0.5844	-0.5612	-0.5507	-0.5532	-0.5693	-0.5992
0	-0.6177	-0.5768	-0.5542	-0.5442	-0.5473	-0.5638	-0.5942
1	-0.6080	-0.5735	-0.5514	-0.5418	-0.5453	-0.5622	-0.5929
2	-0.6086	-0.5745	-0.5527	-0.5434	-0.5471	-0.5643	-0.5952
3	-0.6137	-0.5798	-0.5581	-0.549	-0.5529	-0.5701	-0.6012
4	-0.6233	-0.5895	-0.5678	-0.5587	-0.5626	-0.5798	-0.6108

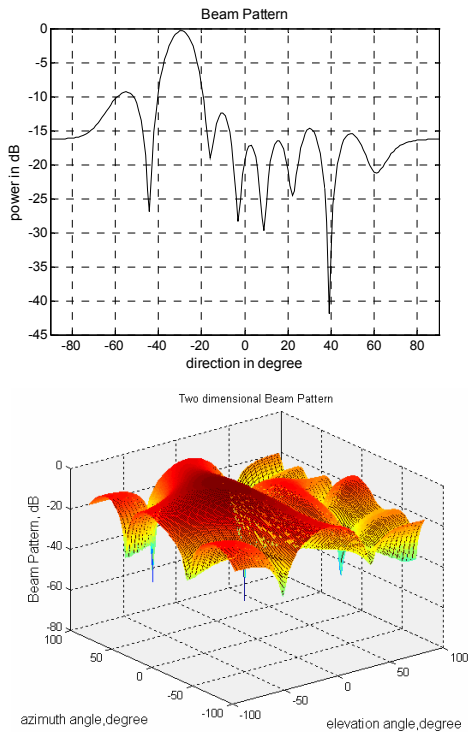


그림 3. (위) 9 element linear smart antenna 의 beam forming; 간섭신호 숫자=20, iteration number=100, 엘리먼트 noise power=0.1 (아래) 3×3 평면 smart antenna 의 beam forming; 간섭신호 숫자=20, iteration number=100. 엘리먼트 noise power=0.1, 간섭신호 방위각 분포=[-20 도, 20 도]

와 20 개의 간섭신호가 안테나 어레이에 입사하는 경우를 말한다. 그림 3 위의 빔 패턴은 스마트 안테나가 adaptation 을 시작한 후 100 번째 sampling instance 에 형성된 패턴을 보여 준다. SOI 가 초기치 -30 도에서 출발, 매 sampling 주기마다 0.01 도 이동하므로 100번째 sampling time 에서는 1 도 이동한 -29 도에 위치하는 것이 그림에 나타나 있다. 그림 3 아래는 그림 3 위와 동일한 환경에서

3×3 평면 smart antenna 의 beam forming 을 보여 준다. 그림 3 위와 아래의 차이점은 20개의 간섭신호가 매 sampling 마다 입사각 뿐만 아니라 방위각도 -20도 와 20도 사이에서 random 하게 변화한다는 것이다. 그림 3 아래의 two dimensional pattern의 기본 data 가 표 1 에 표시되었다. SOI 의 방향은 입사각 -30도, 방위각 0도에서 출발, 매 sampling 주기마다 각각 0.01 도 이동하므로 100 번의 update 후 그림 3 아래와 표 1 처럼 입사각 -29도, 방위각 1 도에 peak beam 이 형성됨을 볼 수 있다.

표 2 와 표 3 에서는 정해진 parameter 에 따른 linear array 와 평면 array 의 성능 비교 결과를 보여 준다. Adaptation 을 시작한 후 100 번째 sampling time(iteration)에서 얻을 수 있는 성능 가늠자 즉 output SNR, output SIR, output SINR 의 정확성을 보장하기 위하여 1000 번의 trial 을 반복하여 그 평균치를 구하였다. 즉 하나의 가늠자를 구하기 위하여 100,000 번의 weight update 절차를 밟은 것이다. 표 2 와 표 3 의 평면 array 의 경우 세 가지의 서로 다른 간섭신호 방위각 분포에 의한 성능 가늠자 향상치 (성능개선치)가 표시 되었다. 첫 번째 경우는 모든 간섭신호가 array 평면에 수직을 이루는 horizontal plane 에 분포하는 경우이고 $\phi_i = 0$ 로 표시되었다. 그림 4 는 array 평면에 수직을 이루는 horizontal plane 과 방위각 ϕ 를 갖는 azimuth plane 을 보여 준다.

표 2. 9 element linear array 와 평면 array 의 성능 가능자 향상치 (dB); 간섭 신호 숫자=20, input SNR=10 dB, input SIR=7 dB, input SINR=5.2 dB, iteration number=100

		SNR	SIR	SINR
9 elements, linear		10.4	11.3	10.5
3×3	$\phi_i = 0$	11.2	5.5	6.3
	$\phi_i = [-20,20]$	12	6.1	6.9
	$\phi_i = [-90,90]$	11.3	9.1	9.2
6 elements, linear		9.6	8.9	8.1
2×3	$\phi_i = 0$	9.9	5.1	5.7
	$\phi_i = [-20,20]$	9.2	5.5	6.0
	$\phi_i = [-90,90]$	9.5	7.7	7.6
3 elements, linear		7.1	4.8	4.8

표 3. 16 element linear array 와 평면 array 의 성능 가능자 향상치 (dB); 간섭 신호 숫자=20, input SNR=10 dB, input SIR=7 dB, input SINR=5.2 dB, iteration number=100

		SNR	SIR	SINR
16 elements, linear		14.3	14.7	13.5
4×4	$\phi_i = 0$	14.7	7.4	8.5
	$\phi_i = [-20,20]$	14.1	8.3	9.1
	$\phi_i = [-90,90]$	14.1	12.6	12.4
8 elements, linear		11.1	10.6	9.9
2×4	$\phi_i = 0$	12.1	7.5	8.0
	$\phi_i = [-20,20]$	10.9	7.4	7.8
	$\phi_i = [-90,90]$	10.3	9.5	9.3
4 elements, linear		8.2	7	6.6

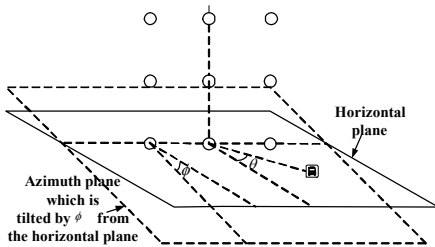


그림 4. Horizontal plane 과 azimuth plane

그림 4 에서 하나의 신호가 horizontal plane 에서 입사각 θ 에 위치한 것이 표시되었다. 첫 번째 경우($\phi_i = 0$) 에서 3×3 평면 array 의 성능을 관찰 하기 위하여는 우선 9 element linear array 가 single antenna 의 SIR (input SIR) 에 비해 11.3 dB 의 성능 개선을 한다는 것을 표 2 에서 유념할 필요가 있다. 이 성능 개선은 식 (13) 에서 표시되었다. 그러나 이 linear format 을 3×3 평면 format 으로 변환하였을 경우 스마트 안테나의 output SIR

성능 개선은 5.5 dB 에 불과하다 (표 2). 이 성능 개선 값은 3 element linear array 로 달성할 수 있는 4.8 dB (표 2) 와 큰 차이를 보이지 않는다. 그 이유는 다음과 같이 설명할 수 있다. 모든 신호가 horizontal plane 에 존재하므로 wave front 가 평면 array 의 모든 수직 성분에 도달하는 시간은 동일하고 따라서 각 element 에 도달하는 신호들 사이의 위상차는 zero 이다. 그러므로 3 element linear array 에 2×3 혹은 3×3로 layer 를 증가해도 결과로 얻을 수 있는 이득은 diversity combiner 로 얻을 수 있는 이득에 그치는 것이다.

간섭신호 방위각 분포의 두 번째와 세 번째의 경우는 표 2 와 표 3 에서 각각 $\phi_i = [-20,20]$, $\phi_i = [-90,90]$ 으로 표시되었다. 팔호 안의 각도 범위는 간섭신호의 방위각 분포의 범위이다.

표 2 에서 간섭신호의 방위각 분포가 넓어질수록 평면 array 의 성능도 좋아지는 것을 관찰할 수 있으며, 그 분포가 -90 도와 90 도에 이를 때의 3×3 평면 array 의 성능은 9 element linear array 의 성능에 근접하는 것을 볼 수 있다. 이 관찰에서 우리는 smart antenna 의 form factor issue 를 도출할 수 있다. 즉 smart antenna 의 수평적 크기에 제한을 주는 지형적 조건이 있을 경우 antenna element 의 숫자를 평면 변환으로 증가시켜 성능 개선을 피할 수 있다. WiFi access point, mobile RFID interrogator, 그리고 나아가서는 mobile handset 의 경우를 예로 들 수 있다. 표 3 의 data 는 표 2 의 data 에서 element 숫자를 변화한 결과이다. 16 element linear array 와 4×4 평면 array 에 관한 data 인데 예상과 같이 output SINR 성능 개선의 크기가 표 2 에 비하여 증가함을 볼 수 있다

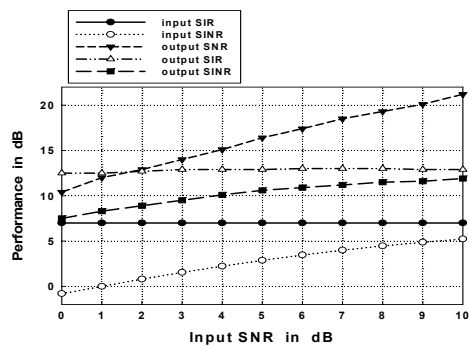


그림 5. Input SNR 변화에 따른 3×3 평면 array 의 성능; 간섭신호 숫자=20, iteration number=100, 간섭신호 방위각 분포=[-20 도, 20 도]

그림 5에서는 간섭신호 방위각 분포가 [-20 도, 20 도]일 때의 3×3 평면 array의 성능이 Input SNR이 변화함에 따라 어떻게 변화하는지가 나타나 있다. 앞 절에서 이미 간섭신호 방위각 분포가 일부분에 국한되어 있다면 평면 array의 성능 개선은 미미하다고 언급하였지만 시스템의 BER을 결정하는 직접적도인 output SINR의 향상은 그래도 눈여겨 볼 만 하다. 즉 그림 5에서 7-8 dB 정도의 output SINR 성능 개선을 확인할 수 있다.

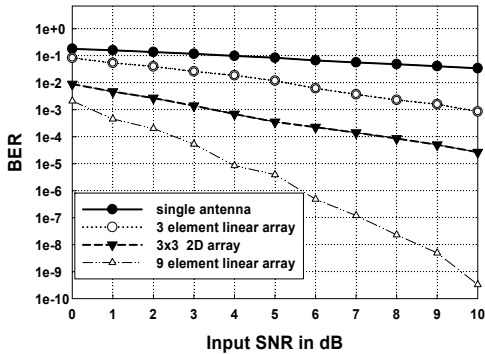


그림 6. 3×3 평면 array와 3 element linear array의 BER performance 비교; 간섭신호 숫자=20, iteration number=100, 간섭신호 방위각 분포=[-20 도, 20 도]

그림 6은 그림 5와 같은 조건에서의 3×3 평면 array와 3 element linear array, 그리고 9 element linear array의 BER 성능 비교이다. 10⁻²가 음성 채널의 느슨한 BER 요구사항임을 감안할 때 비록 간섭신호 방위각 분포가 [-20 도, 20 도]로 제한되어 있어 9 element linear array로 얻을 수 있는 BER 특성보다 훨씬 못 미친다 하더라도 3×3 평면 array 확장으로 얻을 수 있는 BER 특성이 input SNR의 전 영역 (0 dB~10 dB)에서 10⁻²보다 아래에 분포한다는 것은 앞서서도 언급한 것처럼 외적 요인으로 인해 array element의 선형 확장이 어려울 때 의미있는 대안이 된다 하겠다. 그림 6에서는 참고로 single antenna를 사용했을 때의 BER 특성도 함께 나타내었다.

V. 결론

이 논문은 평면형 스마트 안테나의 성능을 output SIR, SNR, SINR, 그리고 BER 등의 성능가늠자의 관점에서 고찰하였다. Beam 형성 algorithm으로 SCGM을 사용한 simulation 결과 1) linear

array나 평면 array, 두 경우 모두 output SNR의 성능이 input SNR에 비해 element 숫자에 비례해 증가하고 2) 평면 array의 output SIR 성능개선의 정도는 간섭신호의 방위각 분포에 민감하며 3) 간섭신호의 방위각이 -90도와 90도 사이에 random하게 존재할 때 최대의 성능개선을 보이며 그 값은 같은 숫자의 element를 갖는 linear array의 성능에 근접하고 4) 간섭신호의 방위각 분포가 부분적이라도 linear array의 평면적 확장은 BER 측면에서 유리함이 관찰되었다.

참고 문헌

- [1] S. Haykin, *Array Signal Processing*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985
- [2] R. A. Monzingo and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, Wiley, New York, 1980
- [3] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985
- [4] S. P. Applebaum, "Adaptive arrays," *IEEE Transactions on Antennas Propagat.*, vol. AP-24, p.585, Sept. 1976
- [5] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive antenna system," *Proceedings IEEE*, vol.55, p.2143, Dec. 1967
- [6] J. C. Liberti, Jr. and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1999
- [7] J. Foutz and A. Spanias, "Adaptive modeling and control of smart antenna arrays," *Proceedings IASTED Int. Conf. Modeling, Identification. Contr-MIC'2001*, Innsbruck, Austria, Feb. 2001
- [8] X. Yang, T. K. Sarkar and E. Arvas, "A survey of conjugate gradient algorithms for solution of extreme eigen-problems of a symmetric matrix," *IEEE Transactions on Acoust., Speech, Signal processing*, vol. ASSP-37, p.1550, Oct. 1989
- [9] R. G. Vaughan, "On optimum combining at the mobile," *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol.37, p.181, Nov. 1988
- [10] T. Ohgane, H. Sasaoka, N. Matsuzawa, K.

Takeda, and T. Shimura, "A development of GMSK/TDMA system with CMA adaptive array for land mobile communications," *Proceedings 1991 Conf. on Veh. Technol.*, p.172, 1991

[11] J. H. Winters, "Signal acquisition and tracking with adaptive arrays in the digital mobile radio system IS-54 with flat fading," *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol.42, p.377, Nov. 1993

[12] A. P. Ansbro, S. L. Drakul, A. Fanigliulo, and G. Fontana, "Performance analysis of an adaptive antenna array for GSM/UMTS," *Proceedings 1998 VTC'98*, p.1176, 1998

[13] A. F. Naguib and A. Paulraj, "Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA," *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol.43, p.691, Aug. 1994

[14] J. C. Liberti, Jr. and T. S. Rappaport, "Analytical results for capacity improvements in CDMA," *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol.43, p.680, Aug. 1994

[15] Y. S. Song, H. M. Kwon, and B. J. Min, "Computationally efficient smart antennas for CDMA wireless communications," *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol.50, p.1613, Nov. 2001

[16] M. Ghavami, "Wideband smart antenna theory using rectangular array structure," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, p.2143, Sep. 2002

[17] M. Uthansakul and M. E. Bialkowski, "Fully spatial wide-band beamforming using a rectangular array of planar monopoles," *IEEE Transactions on Antennas Propagat.*, vol.54, p.527, Feb.2006

[18] J. Foutz, A. Spanias, S. Bellofiore, and C. A. Balanis, "Adaptive eigen-projection beamforming algorithms for 1-D and 2-D antenna arrays," *IEEE Antennas, Wireless Propagat. Letters*, vol.2, p.62, 2003

[19] Y. Hong, C.C. Yeh, and D. R. Ucci, "The effect of a finite-distance signal source on a far field steering applebaum array - two dimensional array case," *IEEE Transactions on Antennas Propagat.*, vol.36, p.468, Apr. 1988

[20] S. Choi and D. Yun, "Design of an adaptive antenna array for tracking the source of maximum power and its application to CDMA mobile communications," *IEEE Transactions on Antennas Propagat.* vol.45, p.1393, Sep.1997

[21] I. Shavitt, C. F. Bender, A. Pipano, and R.P. Hosteny, "The iterative calculation of several of the lowest or highest eigenvalues and corresponding eigenvectors of very large symmetric matrices," *J. of Computat. Phys.*, vol.11, p.90, 197

홍 영 진 (Young-Jin Hong)

중신회원



1978년 2월 : 서울대학교 전기공학
학과 학사
1982년 12월 : 뉴욕주립대학교
(스토니브룩) 전자공학과 석사
1985년 12월 : 뉴욕주립대학교
(스토니브룩) 전자공학과 박사
1978.01-1981.08 삼성전자 컴퓨
터사업부

1986.01-1986.05 SUNY, Stony Brook, Visiting
Assistant Professor
1986.06-1991.12 LNR Communication, New York,
Senior Engineer
1992.01-1993.07 삼성종합기술원, 전송기술연구실장
1993.08-1994.03 KT 위성사업단 위성감리국장
1994.04-1997.06 Eastel Systems 연구소장
1997.07-2003.12 SKC&C 서비스부부장
2004.01-2004.12 성일텔레콤 연구소장
2005.03-현재 동명대학교 전기전자공학과 부교수
<관심분야> 무선통신, 스마트안테나, RFID