

CDMA 상향채널용 CGM-LMS 접목 적응빔형성 알고리즘에 관한 연구

종신회원 홍영진*

Study on CGM-LMS Hybrid Based Adaptive Beam Forming Algorithm for CDMA Uplink Channel

Young-Jin Hong* *Lifelong Member*

요약

코드분할다중접속(CDMA)시스템의 역방향에서 사용할 수 있는 스마트안테나의 새로운 빔 형성 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 적응 빔 형성을 위하여 Least Mean Square 알고리즘과 Conjugate Gradient 알고리즘을 직렬 연결한 것으로 차선의 웨이트벡터를 생성한다. 웨이트벡터의 갱신은 원하는 사용자 신호의 전력이 다른 신호 즉 간섭신호들의 전력보다 훨씬 크다는 가정 하에 수신기의 PN 상관기에 의한 역확산의 뒷단인 심벌 계층에서 이루어진다. 제안된 알고리즘은 웨이트 갱신을 위한 한 번의 과정에서 안테나 숫자의 다섯 배에 해당하는 $O(5N)$ 의 낮은 계산량을 요구한다. 제안된 알고리즘의 웨이트벡터가 평형상태에 도달했을 때의 출력 신호대간섭잡음비(SINR)가 수식으로 표현되었고 제안된 알고리즘에 의한 스마트안테나가 한 개의 안테나로 구성된 재래의 시스템보다 출력 SINR을 월등히 향상시키는 것이 모의실험에 의해 입증되었다. CGM-LMS 접목 알고리즘의 과도상태에서의 웨이트벡터 수렴특성이 CGM 이나 LMS 알고리즘의 과도상태 수렴특성보다 우수하다는 것이 역시 모의실험에서 보여 졌고 빔 형성기 입력 신호대잡음비가 변화할 때의 BER 특성이 설명되었다.

Key Words : Adaptive arrays, Convergence property, User capacities, PN despread

ABSTRACT

This paper proposes a robust sub-optimal smart antenna in Code Division Multiple Access (CDMA) basestation. It makes use of the property of the Least Mean Square (LMS) algorithm and the Conjugate Gradient Method (CGM) algorithm for beamforming processes. The weight update takes place at symbol level which follows the PN correlators of receiver module under the assumption that the post correlation desired signal power is far larger than the power of each of the interfering signals. The proposed algorithm is simple and has as low computational load as five times of the number of antenna elements($O(5N)$) as a whole per each snapshot. The output Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) of the proposed smart antenna system when the weight vector reaches the steady state has been examined. It has been observed in computer simulations that proposed beamforming algorithm improves the SINR significantly compared to the single antenna case. The convergence property of the weight vector has also been investigated to show that the proposed hybrid algorithm performs better than CGM and LMS during the initial stage of the weight update iteration. The Bit Error Rate (BER) characteristics of the proposed array has also been shown as the processor input Signal to Noise Ratio (SNR) varies.

※ 본 연구는 SK telecom(동명대학교 SKTU 차세대 통신기술연구소)의 지원으로 수행되었습니다

* 동명대학교 전기전자공학부(gryjhong@tu.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-03-151, 접수일자 : 2007년 3월 28일, 최종논문접수일자 : 2007년 9월 5일

I. 서론

무선통신의 추세가 B3G 네트워크로 진화함에 따라 주파수 효율 및 가입자 용량 증대의 필요성은 더욱 절실하게 되었고 이의 해결책으로 스마트안테나가 산업계, 학계의 많은 관심을 끌고 있다. 원하는 신호의 방향에 최대의 빔을 형성하여 궁극적으로 주파수효율을 향상시키는 스마트 안테나 기술은 사실 "adaptive array"의 이름으로 오래 전부터 레이다나 항공 등의 군사용 목적으로 사용되어 왔으며^[14], 무선 통신 특히 이동 통신의 본격화에 따라 상용화의 길로 접어들었다.

특히 CDMA가 무선통신망의 접속에 가장 널리 쓰이고 있는 방법 중의 하나이기 때문에 스마트안테나의 적응적 빔 형성의 기능을 이용하여 CDMA 망의 주파수 효율이나 가입자 용량을 증대시키는 방안에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다^[7,15].

스마트 안테나의 핵심부분인 적응 빔 형성 알고리즘은 크게 두 개의 방법, 즉 steering vector 알고리즘과 blind 알고리즘으로 나뉘어진다. steering vector 알고리즘을 사용하려면 최적의 웨이트벡터 워너 솔루션을 구하기 위하여 원하는 신호의 입사각(DOA:direction of arrival)을 미리 알고 있어야 한다. 하지만 CDMA 네트워크를 비롯한 모든 이동통신 시스템에서 시간에 따라 계속 변화하는 가입자 신호의 입사각을 미리 아는 것은 불가능하다. 원하는 신호의 정보를 추출하는 신호탐지의 기술로 MUSIC(multiple signal classification), ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)등이 있기는 하나 이동통신 환경의 대부분의 경우 셀 내의 가입자의 수가 안테나 엘리먼트의 숫자를 많이 초과하기 때문에 적용이 불가능하다. 그러므로 CDMA 시스템에 사용되는 스마트 안테나 알고리즘의 경우 원하는 신호의 정보를 필요로 하지 않는 블라인드 빔 형성 기술이 연구되고 있다.

F.A.Naguib^[7]는 범용 고유공간(generalized eigenspace)에 기반하여 출력 신호대간섭잡음비를 최대화하는 방법을 제안하였다. 하지만 이 방법은 웨이트벡터를 계산하는데 방대한 계산량을 필요로 하는 약점을 가지고 있다. SMI(sample matrix inverse) 알고리즘^{[5],[6],[12]}은 방대한 계산량 외에도 CDMA 역방향의 경우 기지국 입력신호들이 대부분 서로 상관관계가 높기 때문에 생기는 입력신호 자기상관행렬의 특이성으로 인해 적용이 쉽지 않다. LMS 알고리즘의

CDMA 네트워크 적용^{[13]-[15]}도 제안되었으나 이 경우 참조 신호의 생성이 PN despread 이전의 귀환 loop에서 생성이 되었고^[14] LMS 방식에 의한 성능의 검증보다는 스텝 크기의 변화에 따른 영향을 분석하는 것에 그치고 있다^[15]. 더욱이 대부분의 논문이 시불변 환경을 대상으로 하고 있다.

CGM 알고리즘의 CDMA 응용^[11]은 앞에서 언급한 몇 가지의 알고리즘에 비해 웨이트 벡터의 update에 필요한 계산량이 적고 매 sampling time 마다 변화하는 신호의 입사각을 성공적으로 추적하는 성능을 보여 주고 있어 CDMA 기지국의 PN correlator 뒷단에 설치되는 스마트 안테나의 빔 형성에 적당한 알고리즘으로 고려되고 있으나 웨이트 벡터의 수렴특성 부분은 고려하지 않고 있다.

본 논문에서는 CGM 알고리즘과 LMS 알고리즘의 직렬연결에 의한 접목 알고리즘을 CDMA 역방향에 제안하였다. 새로운 알고리즘은 추적하고자 하는 신호의 전력이 간섭신호들의 전력보다 높다는 가정 아래 작동하며 이 가정은 CDMA 기지국의 PN 코드 역확산 이후의 수신단에 빔형성기가 설치된다면 대단히 유효하다. 제안된 알고리즘은 웨이트 벡터를 갱신하는 주기 동안 원하는 신호의 정보를 필요로 하지 않으며 자기상관행렬의 망각인자등 복잡한 계산을 할 필요가 없는 장점을 가지고 있다. 또한 이 알고리즘에서 사용되는 reference 신호는 어레이 출력으로부터 간단히 생성되며 웨이트벡터의 갱신은 PN 상관기의 후방, 즉 심벌 레벨에서 수행된다. CGM-LMS 접목 알고리즘은 시간에 따라 변화하는 원하는 신호의 움직임에 민감하게 반응하며 그 위치를 정확히 추적한다.

적용 빔 형성기의 두 가지 중요한 성능 가늠의 척도는 계산량의 정도와 웨이트벡터의 수렴 특성이다. 제안된 CGM-LMS 접목 알고리즘은 매 스냅샷(샘플링 시간)당 안테나 엘리먼트의 5배 $[O(5N)]$ 정도의 계산 복잡도를 가지며 그 수렴 특성은 CGM 알고리즘과 LMS 알고리즘에 비해 과도상태에서 우수하다.

본 논문은 모두 5장으로 이루어져 있다. II장에서는 제안되는 알고리즘을 사용하는 스마트안테나의 구조와 신호 모델이 설명되었고 III장에서는 출력 SNR, SIR, 그리고 SINR의 수식의 표현과 함께 웨이트벡터 갱신과정에 대한 설명을 하였다. 모의실험에 필요한 여러 가지 인자들의 정의와 함께 그 인자들을 변화시키며 모의실험이 IV장에서 진행되었다. 모의실험의 인자들로는 안테나 엘리먼트의 숫자, 간섭신호의 숫자, 원하는 사용자 신호의 이동속도

등이 포함되어 있다. 마지막으로 V장에서는 결론과 함께 추후 연구방향이 개진되었다.

II. 어레이 구조와 신호 모델

CGM-LMS 적응 알고리즘을 사용하는 스마트 안테나의 구조가 그림 1에 표시된다

안테나 어레이에 K 개의 사용자 신호가 입력된다고 하면 k 번째 사용자로부터 송신된 신호는 다음과 같이 표시된다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} c_k(t) d_k(t) \exp(j2\pi f_c t) \quad (1)$$

여기서 $P_k, c_k(t), d_k(t)$ 와 f_c 는 각각 k 번째 사용자에 대한 송신 전력, PN 확산 sequence, 데이터 sequence, 그리고 반송파 주파수를 뜻한다. PN sequence $c_k(t)$ 는 칩 time interval T_c 를 주기로 하는 몇 개의 사각파로 이루어지고 데이터 sequence $d_k(t)$ 는 비트 time interval T_b 를 주기로 하는 몇 개의 사각파로 이루어져 있다.

어레이가 N 개의 전방향성 안테나 엘리먼트로 이루어져 있고 Rayleigh fading 환경이라면 n 번째 안테나 엘리먼트에 수신된 신호는 다음과 같이 표시된다.

$$r_n(t) = \sum_{k=1}^K \xi_k \sqrt{2P_k} c_k(t) d_k(t) \times \exp\left[j\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi d(n-1)}{\lambda} \sin \theta_k\right)\right] + n_n(t) \quad (2)$$

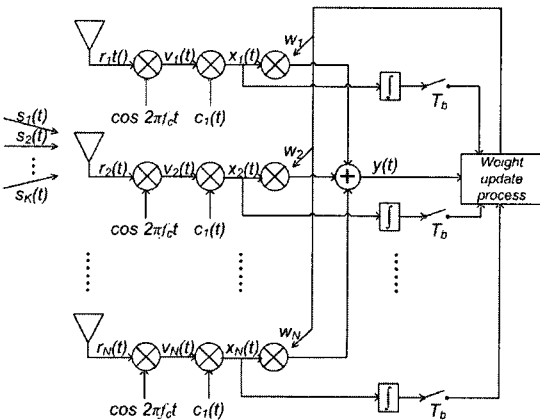


그림 1. Symbol level 기반 계산 스마트 안테나 구조

여기서 ξ_k 는 Rayleigh 분포에서 k 번째 사용자로부터의 multipath 신호의 진폭, d 는 인접 안테나 엘리먼트 사이의 거리, λ 는 반송파의 파장, θ_k 는 어레이에 수직되는 방향으로부터 측정된 k 번째 사용자 신호의 입사각을 뜻하며 $n_n(t)$ 는 n 번째 안테나 엘리먼트의 백색잡음으로 zero mean 과 σ_n^2 의 variance 를 갖는다.

$d_1(t)$ 가 원하는 데이터 비트 sequence 이라면 다운 컨버전 이후의 기저대역 수신 신호는 다음과 같이 표시된다.

$$v_n(t) = \xi_1 \sqrt{P_1/2} c_1(t) d_1(t) \exp\left(j \frac{2\pi d(n-1)}{\lambda} \sin \theta_1\right) + \sum_{k=2}^K \xi_k \sqrt{P_k/2} c_k(t) d_k(t) \exp\left(j \frac{2\pi d(n-1)}{\lambda} \sin \theta_k\right) + n_n(t) \quad (3)$$

이 기저대역 신호는 기저대역 수신기에서 미리 알고 있는 원하는 신호의 PN 코드 $c_1(t)$ 에 의해 역확산된다. 이때 다른 사용자 신호들은 각각 다른 PN 코드 $c_k(t)$ 에 의해 확산되어 있기 때문에 $c_1(t)$ correlation 후에는 잡음신호의 형태를 가지게 된다. PN 역확산 이후의 신호는 다음과 같이 표시된다.

$$x_n(t) = \xi_1 \sqrt{P_1/2} d_1(t) \exp\left(j \frac{2\pi d(n-1)}{\lambda} \sin \theta_1\right) + \sum_{k=2}^K \xi_k \sqrt{P_k/2} \phi_{1,k} d_k(t) \exp\left(j \frac{2\pi d(n-1)}{\lambda} \sin \theta_k\right) + n_n(t) \quad (4)$$

여기서 $\phi_{1,k}$ 는 symbol time 구간에서의 확산 sequence $c_1(t)$ 와 $c_k(t)$ 의 cross correlation 을 표시한다.

1 번째 스냅샷에서 샘플된 각각의 엘리먼트 신호 $x_n(t)$ 는 다음 식과 같이 빔 형성기 입력 벡터를 구성한다.

$$\underline{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_N(t)]^T \quad (5)$$

여기서 T 는 행렬의 전치를 의미한다.

PN correlator로 역확산한 후의 자기 상관행렬의 신호공간이 신호부분공간과 잡음부분공간으로 이루어져 있고 또한 다음의 부등식

$$\xi_1 \sqrt{\frac{P_1}{2}} \gg \xi_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} \phi_{1,k} \quad (6)$$

이 성립하는 것을 감안하면 자기상관행렬의 최대 고유치에 해당하는 최대 고유벡터를 이용하여 웨이트벡터를 생성할 수 있다^[11]. 부등식 (6)은 PN sequence $c_1(t)$ 가 원하는 사용자 신호와 동기화만 되면 항상 성립한다. l 번째 스냅샷에서의 자기상관행렬과 웨이트벡터는 다음식으로 표현된다.

$$R_x(l) = E[\underline{x}(l)\underline{x}^H(l)] \quad (7)$$

$$\underline{w}(l) = \frac{1}{N} \underline{a}(\theta_1) \quad (8)$$

식 (7)에서 E 는 기대치, H 는 복소수 공액 전치 연산자를 나타내고 식 (8)에서 $\underline{a}(\theta_1)$ 는 원하는 사용자 신호의 어레이 응답 벡터로 다음과 같이 표시된다.

$$\underline{a}(\theta_1) = \left[1 \quad e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_1} \quad \dots \quad e^{-j\frac{2\pi d(N-1)}{\lambda} \sin \theta_1} \right]^T \quad (9)$$

III. 성능가능자와 빔 형성 알고리즘

어레이 출력 SNR, SIR, SINR을 제안된 빔 형성기의 성능가능자로 하고 그 표현식을 도출한다. 먼저 l 번째 스냅샷에서의 빔 형성기의 출력은 다음과 같이 표시된다.

$$y(l) = \underline{w}^H(l)\underline{x}(l) \quad (10)$$

식 (4),(5),(8),(9)를 (10)에 대입하면 빔 형성기 출력은 다음과 같이 표시된다.

$$y(l) = \xi_1 \sqrt{\frac{P_1}{2}} d_1(l) + \frac{1}{N} \sum_{k=2}^K \xi_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} \phi_{1,k} d_k(l) \underline{a}^H(\theta_1) \times \underline{a}(\theta_k) + \frac{1}{N} \underline{a}^H(\theta_1) \underline{n}(l) \quad (11)$$

여기서 $\underline{n}(l)$ 은 $N \times 1$ 잡음벡터로 다음과 같이 표시된다.

$$\underline{n}(l) = [n_1(l) \quad n_2(l) \quad \dots \quad n_N(l)]^T \quad (12)$$

식 (11)에서 빔 형성기 출력은 원하는 사용자 신호, 다른 사용자 신호들로 이루어진 간섭신호, 그리고 열잡음으로 구성됨을 볼 수 있다. 어레이 출력 SNR 곧 SNR_o 은 다음과 같이 표시된다.

$$SNR_o = \frac{E\left[\left|\xi_1 \sqrt{P_1/2} d_1(l)\right|^2\right]}{E\left[\left|\frac{1}{N} \underline{a}^H(\theta_1) \underline{n}(l)\right|^2\right]} = \frac{E\left[\left|\xi_1 \sqrt{P_1/2} d_1(l)\right|^2\right]}{N \sigma_n^2} = N \cdot SNR_I \quad (13)$$

여기서 SNR_I 는 빔형성기 입력 SNR을 표시한다. 빔형성기 출력 SIR 곧 SIR_o 은 다음과 같이 표시된다.

$$SIR_o = \frac{E\left[\left|\xi_1 \sqrt{P_1/2} d_1(l)\right|^2\right]}{\sum_{k=2}^K \left\{ \frac{1}{N^2} \left| \underline{a}^H(\theta_1) \underline{a}(\theta_k) \right|^2 E\left[\left|\xi_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} \phi_{1,k} d_k(l)\right|^2\right] \right\}} \quad (14)$$

한편 빔형성기 입력 SIR 곧 SIR_I 는 다음과 같이 표시된다.

$$SIR_I = \frac{E\left[\left|\xi_1 \sqrt{P_1/2} d_1(l)\right|^2\right]}{\sum_{k=2}^K E\left[\left|\xi_k \sqrt{\frac{P_k}{2}} \phi_{1,k} d_k(l)\right|^2\right]} \quad (15)$$

식 (14)의 $\frac{1}{N^2} \left| \underline{a}^H(\theta_1) \underline{a}(\theta_k) \right|^2$ 은 $\theta_1 = \theta_k$ 일 때를 제외하고는 항상 1보다 작다는 것과 식 (15)를 주목하면 빔 형성기 출력 SIR의 입력 SIR 대비 성능 개선의 정도는 θ_1 과 θ_k 의 이격 거리에 좌우됨을 알 수 있다.

어레이 출력 SINR 곧 $SINR_o$ 은 다음과 같이 표시된다.

$$SINR_o = \frac{SIR_o \cdot SNR_o}{SIR_o + SNR_o} \quad (16)$$

원하는 사용자 신호의 방향을 정확히 추적하기 위한 새로운 적응 빔 형성 알고리즘의 제안 배경은 다음과 같다.

LMS 알고리즘은 최적의 Wiener solution에 수렴하기는 하나 기본적인 결점이 상존한다. 즉 입력 신호 자기상관행렬의 고유치들 간의 값의 차이가 커지면 커질수록 웨이트벡터의 수렴속도가 느려진다는 것이다. 이 수렴속도의 문제점을 극복하기 위하여 제안하는 새로운 알고리즘은 CGM 알고리즘을 LMS 알고리즘과 접목시켰다.

그림 2에서 CGM-LMS 접목 알고리즘의 데이터 흐름을 나타내었다. Iteration 숫자 즉 스냅샷의 숫자가 안테나 엘리먼트 숫자의 절반에 이를 때까지는 제안된 알고리즘은 웨이트벡터의 수렴속도를 높이기 위하여 CGM 알고리즘을 빔 형성에 사용한다. CGM 알고리즘은 매 스냅샷마다 Cost 함수 표면에 수직인 update 라우팅을 반복 수행하여 최적 솔루션에 가장 근사하는 웨이트벡터를 생성^[16]하며 이 직교 입사각 추적 방법이 빠른 수렴을 유도한다. 그림 2에서 $z(k)$, $y(k)$, $t(k)$ 는 각각 오차벡터, 수직방향 벡터, 적응이득계수를 나타낸다. 일단 스냅샷 숫자가 $N/2$ 에 이르르면 빔 형성 기능이 LMS 알고리즘에 의해 수행되기 시작한다. 이때부터는 매 스냅샷마다 어레이 출력의 실수부와 허수부를 주어진 알파벳과

비교하여 가장 가까운 알파벳으로 참조신호를 결정한다. 이러한 의미에서 보면 제안된 접목 알고리즘의 LMS 부분은 정확히 말하면 LMS 와 Decision-Directed 알고리즘의 혼합 형태이다. 그림 4에서 $r(k)$, $\varepsilon(k)$, μ 는 각각 k 번째 스냅샷에서의 참조신호, 오차, 그리고 스텝사이즈를 의미한다. 그림 2의 두 알고리즘 모두에서 자기상관행렬로는 식 (7)의 순간값이 사용된다. 즉 자기상관행렬의 원래 정의에서 망각인자와 누적부분을 무시하여 계산량을 대폭 줄인 것이다.

제안된 알고리즘의 계산량의 고찰에서 시작부분, 즉 CGM 알고리즘 부분에서는 스냅샷 당 $O(11N)$ 번의 곱하기와 더하기를 요구한다^[11]. 한편 LMS 알고리즘 부분에서는 어레이 출력 계산, 신호벡터와 오차신호의 곱하기, 웨이트벡터 갱신, 그리고 웨이트벡터 정규화 등에 $O(5N)$ 번의 계산이 필요할 뿐이다. 제안된 알고리즘에서 LMS 알고리즘에 의해 수행되는 부분이 CGM 알고리즘에 의해서 수행되는 부분보다 훨씬 많음을 감안하면 웨이트벡터의 제안된 알고리즘의 매 Iteration 당 필요한 계산량은 $O(5N)$ 이라 말할 수 있고 이는 대단히 경제적인 숫자이다.

IV. 모의실험 결과

모의실험을 수행하기 위하여 다음과 같은 가정을 하였다.

가. Power control은 완전하고 multipath fading은 무시한다. 즉 식 (1)에서 $P_1 = P_2 = \dots = P_K$ 이고 식 (2)에서 $\xi_1 = \xi_2 = \dots = \xi_K = 1$ 이다.

나. 원하는 사용자 신호의 power는 1 로 정규화하고 processing 이득은 20 dB 로 한다. 즉 PN 코드 역확산 이후의 간섭신호의 Power 는 0.01 이다.

다. K 개의 신호 입사각은 모두 -90도와 +90도 사이에 분포한다.

라. 원하는 사용자 신호는 -30도에서 움직이기 시작하여 매 스냅샷마다 0.01도 씩 움직인다.

마. 매 스냅샷마다 $K-1$ 개의 간섭신호는 임의로 정해지는 입사각을 갖는다.

바. 안테나 엘리먼트 사이의 이격거리는 반송파 주파수의 반파장이다.

사. 웨이트벡터 갱신을 위해 매 스냅샷마다 한번의 빔 형성을 위한 프로세스가 일어난다.

아. 웨이트벡터의 초기치는 $w(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$

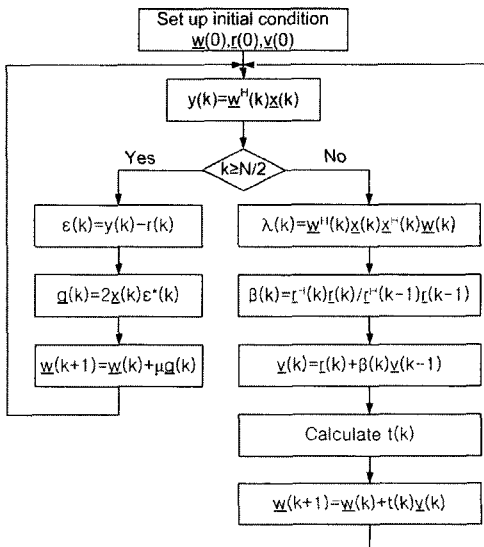


그림 2. 빔형성 알고리즘 신호흐름도

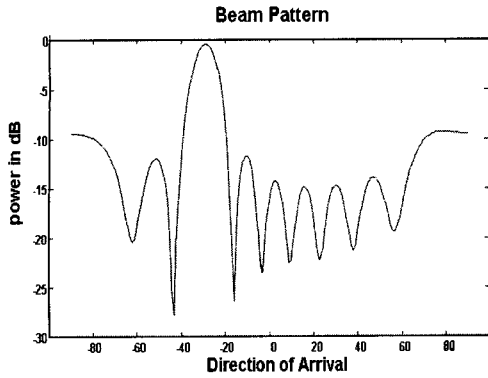


그림 3. 제안하는 알고리즘에 의해 생성된 빔 패턴: 안테나 엘리먼트 숫자=9; 간섭신호 숫자=20; 어레이 입력 SNR=20 dB; Iteration 숫자=100

로 하고 오차벡터와 수직방향벡터의 초기치는 $[-1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 로 한다. 여기서 초기치 벡터의 0의 숫자는 $N-1$ 개이다. 그림 3에서는 CGM-LMS 점목 알고리즘에 의한 빔형성기의 신호 추적 기능을 보여준다. 원하는 사용자 신호가 -30도에서 출발, 매 스냅샷마다 0.01도 이동하므로 100번째 스냅샷에서는 -29도의 입사각을 가지며 그림 3에서 빔의 피크치가 정확히 -29도에 위치함을 볼 수 있다. 그림 3에서 패턴 널의 위치가 간섭신호의 입사각과 일치하지 않음에 유의하여야 한다. 안테나 엘리먼트의 숫자가 간섭신호의 숫자보다 적고 또한 CGM 알고리즘의 빔 형성 기준이 최대출력 Power에 있기 때문에 제안된 알고리즘이 생성하는 웨이트벡터는 Wiener solution에 미치지 못하는 차선의 솔루션이며 실제로 이동통신 환경의 스마트안테나의 대부분의 경우 이처럼 차선의 솔루션이 적용된다. 모의실험 결과 간섭신호의 숫자가 늘어남에 따라 빔 패턴 피크치 level이 감소함이 관찰되었고 또한 원하는 사용자 신호의 이동속도의 변화는 알고리즘의 신호 추적 성능에 영향을 미치지 못함도 관찰되었다.

그림 4에서 CGM-LMS 점목 알고리즘의 성능이 표시되었다. 그림 4에서는 제안된 빔 형성 알고리즘이 CDMA 기지국의 성능을 개선하는 것을 보여주기 위해 세 가지의 성능 기준 즉 어레이 출력 SIR, SNR, SINR을 어레이 입력 SNR의 함수로 나타내었다. 모의실험 환경으로 9개의 안테나 엘리먼트, 20개의 간섭신호를 설정한 결과 SIR에서 입력 SNR의 값에 관계없이 7.5 dB 이상 성능 개선을 하였으며 또한 SINR에서는 모든 입력 SNR 값에서 8-9 dB의 성능 개선이 관찰되었다. 그림 4를 얻을 때 결과의 신뢰도를 높이려고 매 case 마다 1000번의

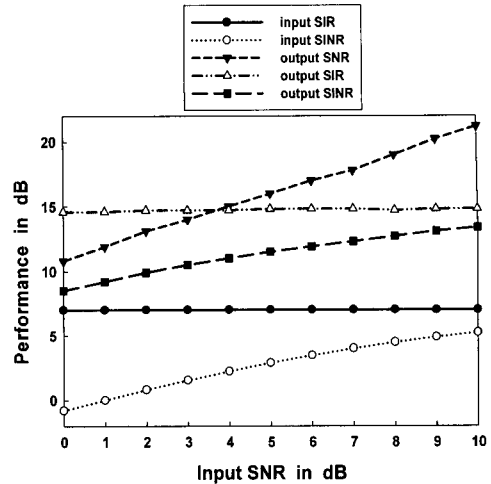


그림 4. SIR, SNR, SINR 측면에서 본 CGM-LMS 점목 알고리즘의 성능: 엘리먼트 숫자=9; 간섭신호 숫자=20; 어레이 입력 SNR=10 dB; Iteration 숫자=100

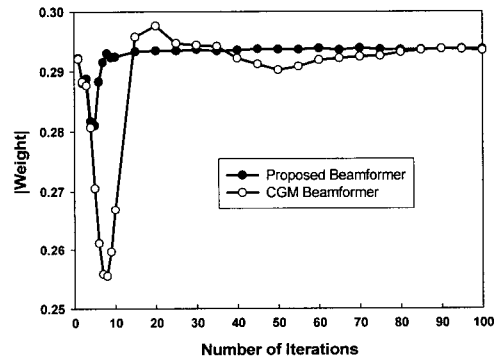


그림 5. CGM-LMS 점목 알고리즘과 CGM 알고리즘의 수렴특성 비교: 엘리먼트 숫자=9; 간섭신호 숫자=20; 어레이 입력 SNR=10 dB

독립적인 모의실험을 수행하였다. 예를 들자면 어레이 입력 SNR이 10 dB일 때의 어레이 출력 SINR을 구하기 위하여 100번의 Iteration 후 하나의 결과를 얻고 다시 동일한 과정을 1000번 되풀이하였다. 결과적으로 그림 4에서 선상의 한 점을 plot 하기 위해서 100000번의 웨이트 갱신 process를 수행한 것이다.

적용 빔 형성 알고리즘의 주요한 성능지표중의 하나로 평형상태의 웨이트벡터에 도달하기 위한 시간 즉 수렴속도를 들 수 있다. 그림 5와 6은 그림 4와 같은 모의실험 환경에서의 CGM-LMS 점목 알고리즘의 수렴특성을 나타내었다. 그림 5에서는 제안된 알고리즘과 CGM 알고리즘의 웨이트벡터 수렴특성 곡선을 함께 나타내었으며 제안된 알고리

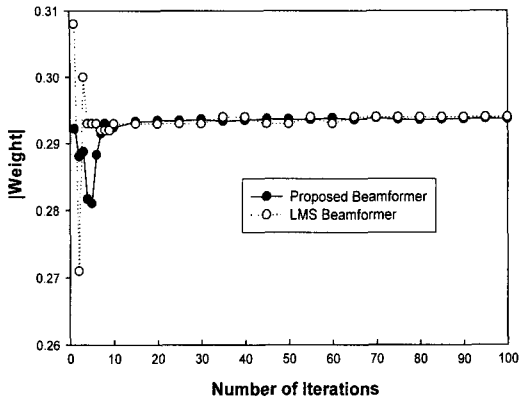


그림 6. CGM-LMS 적응 빔형성 알고리즘과 LMS 알고리즘의 수렴 특성 비교; 엘리트먼트 숫자=9; 간섭신호 숫자=20; 어레이 입력 SNR=10 dB

들의 특성이 CGM 알고리즘보다 우수함이 관찰된다. 이 현상은 제안된 알고리즘이 N/2 번의 CGM 알고리즘 수행 후 바로 스텝사이즈 0.1의 LMS 알고리즘으로 대체함으로써 발생한 것이다. 스텝사이즈 0.1의 LMS 알고리즘은 적당한 반복 후 다시 스텝사이즈 0.01의 LMS 알고리즘으로 대체된다. 9개의 안테나 엘리트먼트의 경우 10번째 스냅샷부터는 스텝사이즈 0.01의 LMS 알고리즘이 채택되었다.

한편 그림 6에서는 제안된 알고리즘과 LMS 알고리즘의 웨이트벡터 수렴특성 곡선을 비교하였다. 그림 6에 표시된 LMS 알고리즘은 처음부터 9번째 스냅샷까지는 스텝사이즈 0.1을 사용하여 빠른 수렴을 도모하고 그 후부터는 0.01로 스텝사이즈를 감소시켜 안정성을 추구한 경우이다. 초기 과도 상태에서 CGM-LMS 알고리즘의 웨이트벡터의 리플이 LMS 알고리즘의 리플보다 적음이 관찰되었다.

CGM-LMS 적응 빔형성 알고리즘의 웨이트벡터 update process 중 과도상태에서의 어레이 출력의 비트에러율(BER) 특성이 CGM 알고리즘과 LMS 알고리즘의 BER 특성과 함께 그림 7에서 표시되었다. 그림 7에서의 관찰에 의하면 제안된 빔형성 알고리즘은 웨이트벡터 update 가 5 번 반복되기 전에 10^{-4} 이하로 낮아지고 그 이후 낮은 BER을 유지한 반면 CGM 알고리즘에 의한 BER이 10^{-4} 이하로 감소하는 데에는 20번의 update가 필요하였다. CGM 알고리즘이 웨이트벡터 update를 시작한 후 N/2 번 이하의 초기 과도상태에서 우수한 수렴속도를 보이나 이후의 과도상태에서 불안정한 수렴특성을 보이는 것이 관찰되었다. 한편 그림 6에서 표시된 것과 동일한 LMS 알고리즘의 BER 특성은 웨이트

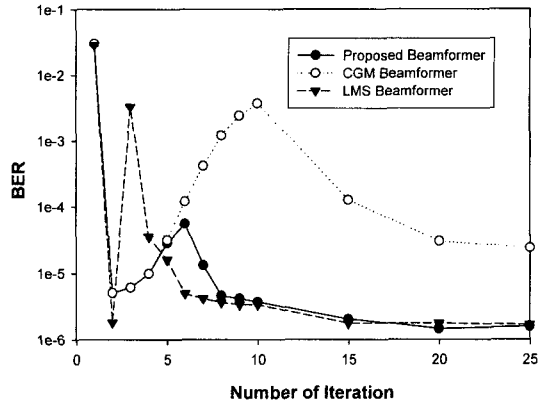


그림 7. CGM-LMS 적응 빔형성 알고리즘, CGM 알고리즘, LMS 알고리즘의 과도상태 BER 특성 비교; 엘리트먼트 숫자=9; 간섭신호 숫자=20; 어레이 입력 SNR=10 dB

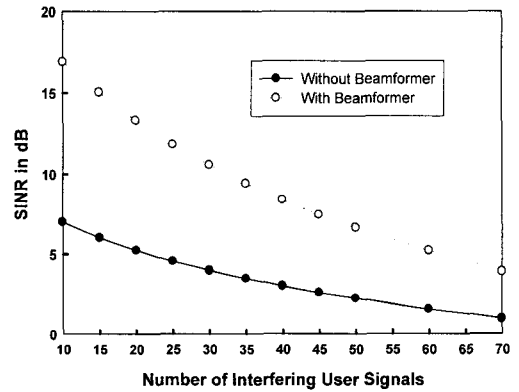


그림 8. CGM-LMS 적응 빔형성 알고리즘의 출력 SINR 성능. 엘리트먼트 숫자=9; 어레이 입력 SNR=10 dB; Iteration 숫자=100

벡터의 리플이 크기에 기인하여 5 번의 update 기간 까지에서 제안된 CGM-LMS 알고리즘보다 열화된 특성을 보였다.

안테나 엘리트먼트 숫자가 9 개이고 어레이 입력 SNR이 10 dB 일 때 간섭신호 숫자 증가에 따른 CGM-LMS 적응 빔형성 알고리즘에 의한 어레이 출력 SINR 성능이 그림 8에서 표시되었다. 그림 8에서는 비교의 목적으로 스마트 안테나의 설치 없이 한 개의 안테나를 사용하였을 때의 SINR도 함께 나타내었다. 제안된 알고리즘의 출력 SINR 개선의 정도는 예상대로 간섭신호의 숫자가 늘어남에 따라 점점 줄어들어 간섭신호의 숫자가 45개 부근에서는 그 개선의 정도가 5 dB 이하로 떨어짐이 관찰되었다. 그림 8의 또 하나의 주요한 해석으로 제안된 빔형성 알고리즘에 의한 가입자의 용량 증가량을 들 수 있다. 예를 들면 간섭신호 숫자 즉 같은 셀 내의 총 가입자 숫자가 10명일 때 그림 8에서처럼 한 개

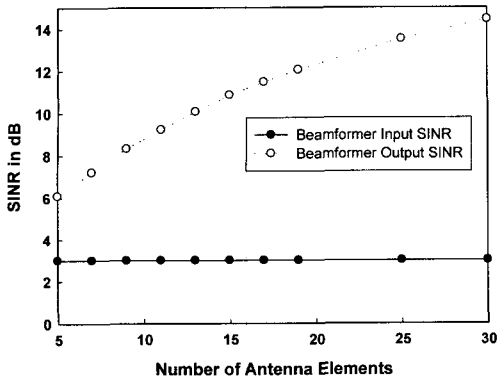


그림 9. 안테나 숫자 변화에 따른 CGM-LMS 접목 알고리즘의 출력 SINR 성능: 간섭신호 숫자=40; 어레이 입력 SNR=10 dB; Iteration 숫자=50

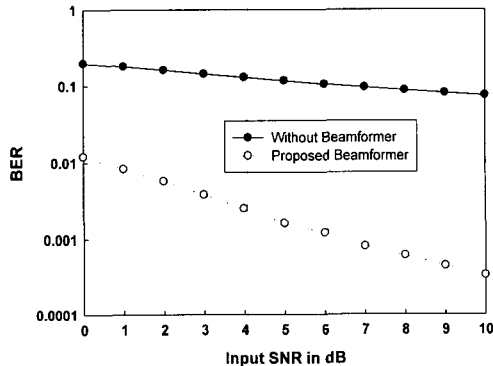


그림 10. PN 역확산 후에 강한 간섭신호가 존재할 때의 CGM-LMS 접목 알고리즘의 BER 특성: 엘리먼트 숫자=9; 간섭신호 숫자=20; 두 개의 강한 간섭신호가 다른 간섭신호들보다 10 dB 높음; Iteration 숫자=100

의 안테나로 이를 수 있는 약 7 dB의 SINR이 제안된 빔 형성 알고리즘을 사용하는 스마트 안테나를 설치하면 약 50명 정도의 가입자 환경에서도 이를 수 있다고 해석된다. 다시 말하면 40명 정도의 가입자 용량 증대의 효과가 있는 것이다.

그림 9에서는 간섭신호의 숫자를 40으로, 어레이 입력 SNR을 10 dB로 설정하고 안테나 엘리먼트 숫자가 늘어날 때의 제안된 알고리즘의 성능 향상의 정도를 설명하였다. 이러한 조건에서는 그림 9의 Beamformer Input SINR로 표시된 직선이 가리키는 3 dB가 한 개의 안테나로 얻을 수 있는 SINR 입에 유의한다면 9개의 안테나 엘리먼트로 이루어지고 CGM-LMS 접목 알고리즘이 빔 형성을 하는 스마트안테나가 5 dB 이상의 SINR 성능 개선을 하는 것이 그림 9에 나타나 있다. 만약 안테나 엘

리먼트의 숫자가 30개 까지 증가된다면 40개 간섭 신호, 10 dB 입력 SNR 조건에서 스마트안테나의 장착이 11 dB 이상의 SINR 증가를 초래한다는 것을 그림 9에서 알 수 있다. 그림 9의 SINR-안테나 엘리먼트 커브는 정해진 간섭신호 숫자의 환경에서 주어진 SINR 성능을 얻고자 할 때 필요한 스마트 안테나의 안테나 엘리먼트의 숫자를 결정하는데 유용하다.

마지막으로 그림 10은 제안된 알고리즘이 불완전한 Power 제어 환경에서 어떻게 작동하는지를 보여 준다. 그림 10에서는 PN 역확산 이후 두 개의 간섭 신호가 나머지 간섭신호들보다 Power level이 10 dB 높을 때의 평형상태에서의 BER 특성이 어레이 입력 SNR의 변화를 정의역으로 해서 도면화되었다. 그림에서 간섭신호가 공간적으로 백색이 아닐지라도 그 컬러링 계수가 그리 높지 않다면 CGM-LMS 알고리즘은 성공적으로 SINR 성능, 따라서 BER 특성을 개선할 수 있음이 관찰되었다. 예를 들면 어레이 입력 SNR이 10 dB일 때 제안된 빔 형성 알고리즘은 두 개의 강한 간섭신호의 존재에도 불구하고 스마트안테나 사용전 0.1 전후의 BER을 사용후 10^{-3} 이하로 감소시키고 있다.

V. 결론

CDMA 기지국에 설치되어 평형상태의 웨이트벡터를 갱신, 생성할 수 있는 새로운 빔 형성 알고리즘이 제안되었다. 제안된 알고리즘은 Conjugate Gradient 알고리즘과 Decision-Directed 형태의 Least Mean Square 알고리즘의 접목 형태이다. 이 알고리즘은 안테나 입력신호를 PN 코드로 역확산한 후 원하는 사용자 신호가 다른 사용자 신호, 즉 간섭신호의 파워보다 높기만 하면 셀의 가입자 용량을 최대한 증가시킬 수 있어 3세대 혹은 3세대 이상의 이동통신 요구사항을 만족시킬 수 있다.

제안된 알고리즘은 우수한 웨이트벡터 수렴 특성을 보이며 원하는 사용자 신호를 추적하는 기능을 가진다. 스마트안테나가 9개의 안테나 엘리먼트로 구성되어 있고 셀안에 20개의 간섭신호가 존재할 때 제안된 빔 형성 알고리즘을 채용하면 7.5 dB의 SIR 성능 개선과 8-9 dB의 SINR 성능 개선을 달성할 수 있음이 모의실험으로 증명되었다.

새로운 웨이트벡터를 생성하기 위하여 스냅샷당 안테나 엘리먼트 숫자의 5 배에 해당하는 곱셈과 덧셈 계산이 필요하였으며 이 숫자는 다른 제안된

빔 형성 알고리즘에 요구되는 계산량보다 적거나 혹은 동일한 수준의 계산량이고 따라서 현재 시장에서 구할 수 있는 DSP 칩에 의한 구현이 가능한 수준이다.

Multipath fading 환경의 도입, Rake receiver와 제안된 알고리즘의 공동사용, 그리고 안테나 엘리먼트 위치 변화에 따른 성능에 미치는 영향 등 분야에 추후의 연구가 수행될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] S.P. Applebaum, "Adaptive arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.AP-24, p.585, Sept. 1976.
- [2] B.Widrow, P.E.Mantey, L.J.Griffiths, and B.B.Goode, "Adaptive antenna system," *Proc. IEEE*, vol.55, p.2143, Dec. 1967.
- [3] R.L.Riegler and R.T.Compton,Jr., "An adaptive array for interference rejection," *Proc. IEEE*, vol.61, p.748, June 1973.
- [4] R.A.Monzingo and T.W.Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*. New York: Wiley, 1980, p.293-318.
- [5] M.W.Gantz, R.L.Moses, and S.L.Wilson, "Convergence of the SMI and the diagonally loaded SMI algorithms with weak interference," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.38, p.394, Mar.1990.
- [6] J.H.Winters, "Signal acquisition and tracking with adaptive arrays in the digital mobile radio system IS-54 with flat fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, p.377, Nov. 1993.
- [7] A.F.Naguib and A.Paulraj, "Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.43, p.691, Aug. 1994.
- [8] A.F.Naguib, "Adaptive antennas for CDMA wireless networks," Ph.D. dissertation, Stanford Univ., CA, Aug. 1996.
- [9] J.C.Liberti,Jr. and T.S.Rappaport, "Analytical results for capacity improvements in CDMA," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.43, p.680, Aug. 1994.
- [10] Y.S.Song, H.M.Kwon and B.J.Min, "Computationally efficient smart antennas for CDMA wireless communications," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.50, p.1613, Nov.2001.
- [11] 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 Trans. Antennas Propagat.* vol.45, p.1393, Sep.1997.
- [12] Y.Hara, "Weight-convergence analysis of adaptive antenna arrays based on SMI algorithm," *IEEE Trans. Wireless Communications* vol. 2, p.749, July 2003.
- [13] R.M.Shubair, "Robust adaptive beamforming using LMS algorithm with SMI initialization," in *Proc. 2005 IEEE Antennas Propagat. Society International Symposium*, Vol. 4A, p.2, July 2005.
- [14] F.Fruth and E.Geranotis, "An LMS array for CDMA wireless communication systems," in *Proc. 8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, p.525, June 1996.
- [15] K.Egiazarian, P.Kuosmanen, and R.C.Bilcu, "Variable step-size LMS adaptive filters for CDMA multiuser detection," in *Proc. 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*, Vol. 1, p.259, Oct. 2003.
- [16] X.Yang, T.Sarkar, and E. Arvas, "A survey of conjugate gradient algorithms for solution of extreme eigen-problems of a symmetric matrix," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, p.1550, Oct. 1989.

홍 영 진 (Young-Jin Hong)

종신회원



1978년 2월 서울대학교 전기공학
과 학사

1982년 12월 뉴욕주립대학교 (스
토니브룩) 전자공학과 석사

1985년 12월 뉴욕주립대학교 (스
토니브룩) 전자공학과 박사

1978년 1월~1981년 8월 삼성전

자 컴퓨터사업부

1986년 1월~1986년 5월 SUNY, Stony Brook, Visiting
Assistant Professor

1986년 6월~1991년 12월 LNR Communication, New
York, Senior Engineer

1992년 1월~1993년 7월 삼성종합기술원, 전송기술연
구실장

1993년 8월~1994년 3월 KT 위성사업단 위성감리국장

1994년 4월~1997년 6월 Eastel Systems 연구소장

1997년 7월~2003년 12월 SKC&C 서비스부문장

2004년 1월~2004년 12월 성일텔레콤 연구소장

2005년 3월~현재 동명대학교 전기전자공학과 부교수

<관심분야> 무선통신, 스마트안테나, RFID