

Cellular CDMA용 배열 안테나 오차 보정 알고리즘

학생회원 석미경*, 정회원 조상우, 전주환**

An Online Calibration Algorithm for Cellular CDMA Antenna Arrays

Mikyung Suk*, *Student Member*, Sangwoo Cho, Joohwan Chun** *Regular Members*

요 약

배열 안테나를 사용하고 있는 CDMA 기반의 이동 통신 기지국은 효율적인 빔 형성을 위해서 배열 안테나 시스템을 이루고 있는 송수신기 모듈의 정확한 성능을 필요로 하며 이를 위해 오차 보정이 반드시 필요하다. 일반적으로 오차 보정은 internal 오차 보정과 external 오차 보정으로 크게 구분 할 수 있다. 특히 internal 오차 보정은 수신기 모듈을 이루고 있는 RF/IF 회로 소자들의 특성이 변하기 때문에 정기적으로 오차 보정이 필요하다고 알려져 있다. 본 논문에서는 비동기 CDMA 시스템에서 안테나 배열 소자들 간의 진폭 이득과 위상 응답에 오차가 생길 때 온라인으로 보정 할 수 있는 알고리즘을 제안한다. 부공간(subspace) 기반의 알고리즘의 성능 평가와 분석 결과를 제시하기 위해 실험으로 측정된 데이터를 이용하였고, simulated annealing이라는 최적화 방법을 사용하여 부공간(subspace) 기반의 알고리즘에서 발생하는 초기값 문제를 해결하고 모의실험을 통해 확인하였다.

Key Words : Calibration; Cellular CDMA; Simulated annealing; Antenna Array.

ABSTRACT

Some receiver(and most transmit) beamforming algorithms with an array antenna at a cellular CDMA base stations require accurate internal and external calibrations. The external calibration, which usually needs to be done only once, determines the array manifolds, i.e. the complex response of each antenna as a function of DOA(Directions of Arrival). The internal calibrations are necessary because characteristics of RF/IF circuitry of each receiver chain vary differently in response to temperature or humidity changes. We propose an iterative subspace-based calibration algorithm for an asynchronous CDMA-based antenna array in the presence of unknown gain and phase error is presented. We verify the subspace-based calibration algorithms by performing the experiment using measured data. Also, we propose an efficient algorithm using the simulated annealing technique. This algorithm overcomes the problem of the initial guessing in the subspace-based approach.

I. 서론

기지국에 배열 안테나를 사용하여 통신 시스템의 용량과 서비스 영역을 확장하고, 신호의 시간과 공간에 대한 정보를 효율적으로 조합하여 스펙트럼

효율을 향상시키는 시공간 신호 처리의 이용은 전도 유망한 기술이다. 특히 역방향 링크뿐만 아니라 순방향 링크에서 빔 형성을 위해 수신 신호의 도래 각과 시간 지연 등의 채널 정보를 정확히 추정하는 것은 매우 중요하다. 기존에 제안되었던 고정밀 도래각 추정 알고리즘은 배열 안테나의 정확한 array

* 한국과학기술원 전자전산학과 계산처리 연구실(mksuk@sclab.kaist.ac.kr)

논문번호 : 030234-0602, 접수일자 : 2003년 6월 5일

** 본 연구는 MICROS와 KOSEF(과제번호 R01-2003-000-10829-0)의 계약하에 연구되어짐

manifold를 필요로 하는 경우가 많다. 그러나 실제 이동 통신 환경에서 배열 안테나의 array manifold를 결정하는 안테나 배열 소자들 간의 이득과 위상 응답은 일반적으로 기온, 습도와 같은 날씨와 시간에 따라 정기적으로 변한다고 알려져 있다^[1]. 따라서 배열 안테나를 사용하는 시스템에서 사용자의 확산 코드를 이용하여 통신 소자 사이의 복소 응답 오차를 보정 해주는 알고리즘을 제안하고자 한다. 기존에도 오차 보정을 위한 방법들이 제안되었으나, 신호의 수가 안테나의 수보다 적어야 한다는 큰 제약약을 가지고 있고, 오차 보정을 위한 신호의 정보를 사전에 알고 있어야 하므로 시스템 용량을 줄일 뿐만 아니라 다중 간섭 신호로 작용하기 때문에 시스템 성능 저하를 초래하기도 한다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 비동기 CDMA 기반의 새로운 알고리즘을 제안하여^[2], 도래각과 채널 파라미터, 오차 보정 벡터를 동시에 추정하고자 한다. 제안된 알고리즘은 사전에 입사 신호의 도래각과 시간 지연과 같은 채널 정보를 알 필요가 없으며, 입사의 배열 안테나의 구조에도 적용 가능하다. 단지 기지국에서 얻을 수 있는 기준 사용자의 확산 코드 정보만을 이용하여 오차 보정 벡터뿐만 아니라 도래각과 채널의 임펄스 응답을 얻게 된다. 본 논문에서는 부공간(subspace) 기반의 온라인 오차 보정 알고리즘을 제안하고 컴퓨터 모의실험과 smart antenna test-bed를 이용하여 수집한 특정 데이터로 알고리즘 성능을 분석한다. 또한 부공간(subspace) 기반의 온라인 오차 보정 알고리즘은 추정하고자 하는 파라미터의 초기값에 따라 알고리즘 성능이 달라지므로, 이를 해결하기 위해 local minima가 많은 상황에서 초기값에 관계없이 global minimum을 보장할 수 있는 simulated annealing 방법을 제안하고^{[4],[5]} 모의실험을 통해 결과를 확인한다.

II. 부공간 기반의 접근

2.1 신호 모델

비동기 CDMA 시스템의 기지국에서 사용되고 있는 배열 안테나는 M 개의 소자를 가지며 등방성이라고 가정하고, 하나의 셀(cell) 내에 K 명의 사용자가 있을 때 배열 안테나에 수신된 신호 $z(i)$ 는 다음과 표현된다. 이 때 수신된 신호는 기저 대역까지 down convert되고 chip rate T_c 을 Q 배로

over-sampling한 신호라고 가정한다.

$$\begin{aligned} z_m(q) &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} d_m \sqrt{P_{k,l}} \exp(j\phi_m^{k,l}) \beta_{k,l}(q) y_{k,l}(q) \\ &+ n(q) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} x_m^{k,l}(q) + n(q) \end{aligned}$$

여기서, d_m 은 정해지지 않은 m 번째 안테나 소자와 통신 소자의 복소 이득, $P_{k,l}$ 와 $\beta_{k,l}(t)$ 는 각각 k 번째 사용자의 신호가 다중 경로 l 번째를 통해 수신된 신호의 크기와 다중 경로에 의한 감쇄를 나타내며, L_k 는 k 번째 사용자 신호의 다중 경로 수이다. $\phi_m^{k,l}$ 은 첫 번째 안테나를 기준으로 했을 때, m 번째 안테나 소자에 수신된 신호의 위상 지연을 나타내며, $n(q)$ 는 정규 분포를 따르는 부가 잡음을 나타낸다. $y(q)$ 는 chip matched filter를 통과한 신호이며 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} y_{k,l}(q) &= \frac{1}{T_i} \int_{(q-1)T_i}^{qT_i} r_k(t - \gamma_{k,l}) dt \\ r_k(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) c_k(t - iT) \end{aligned}$$

여기서, $b(i)$ 는 심볼이며, $c(t)$ 는 $t \in [0, T]$ 구간 내에서는 $c(t) = 0$ 이 되는 k 번째 사용자의 확산 코드를 나타내고 T 는 심볼 주기를 나타낸다. 따라서 비동기 CDMA 모델을 위한 한 심볼 주기 동안 모은 데이터는 다음과 같이 표현 할 수 있고

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_m(i) &\in \mathbf{c}^{QN}, \quad \mathbf{n}_m(i) \in \mathbf{c}^{QN} \text{ 이다.} \\ \mathbf{z}_m(i) &= [\mathbf{z}_m(iQN + QN), \dots, \mathbf{z}_m(iQN + 1)]^H \\ \mathbf{n}_m(i) &= [\mathbf{n}_m(iQN + QN), \dots, \mathbf{n}_m(iQN + 1)]^H \\ \mathbf{z}_m(i) &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} \mathbf{x}_m^{k,l} + \mathbf{n}_m(i) \end{aligned}$$

여기서, $N(T/T_c)$ 은 확산 프로세스 이득이며, $(\cdot)^H$ 는 (\cdot) 의 복소 공액 전치이다.

2.2 알고리즘

제안된 부공간(subspace) 기반의 알고리즘은 도래각, 시간 지연과 같은 채널 파라미터 추정과 오차 보정 벡터를 추정하는 부분으로 나뉘어져 있으며, 두 단계의 추정 과정을 번갈아 반복 수행하면서 채널 파라미터와 오차 보정 벡터의 수렴 값을 찾게 된다. 배열 안테나의 여러 소자 중 임의의 하나를 기준으로 정하고 각 안테나 소자에서 얻어진 채널 임펄스 응답은 상대적인 크기만 고려하며, L개의 다중 경로를 가지는 기준 사용자의 확산 코드는 알고 있다고 가정한다.

수신된 신호 벡터 \mathbf{z} 를 이용하여 공분산 행렬 $R_{zz} = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H]$ 의 eigen-decomposition을 수행하면 신호와 잡음의 부공간으로 나눌 수 있게 된다. 알고리즘의 첫 번째 단계인 도래각과 채널 파라미터 추정을 위해서 먼저 임의의 오차 보정 벡터를 초기값으로 선택하고, 잡음에 대한 부공간으로 수신된 신호가 span하는 크기를 비용함수 J_1 라고 정의 하자.

$$J_1(\mathbf{h}, \theta, \mathbf{d}) = \mathbf{h}^H \mathbf{Q}_1(\theta) \mathbf{h}$$

$$\mathbf{Q}_1(\theta) = \mathbf{B}_L^H(\theta) \mathbf{P}_s^\perp \mathbf{B}_L(\theta) + \mathbf{B}_R^H(\theta) \mathbf{P}_s^\perp \mathbf{B}_R(\theta) \quad (1)$$

여기서, $\mathbf{Q}_1(\theta)$ 는 임의의 사용자의 확산 코드와 array response vector로 구성된 행렬 $\mathbf{B}_L(\theta)$,

$\mathbf{B}_R(\theta)$ 와 측정한 수신 데이터 벡터로 형성된 공분산 행렬의 부공간(subspace)에 투영된 직교 행렬 \mathbf{P}_s^\perp 로 구성되어 있다. 도래각과 채널 파라미터 추정 문제는 비용함수 J_1 을 최소화하는 아래와 같은 criterion으로 표현 할 수 있다.

$$\min_{\theta} \mathbf{h}^H \mathbf{Q}_1(\theta) \mathbf{h} \text{ such that } \|\mathbf{h}\|_2 = 1$$

사용자의 다중 경로 수는 알고 있으므로 $\mathbf{Q}_1(\theta)$ 의 eigen-decomposition을 통해 얻은 최소 고유치의 local minima를 찾음으로 신호의 도래각 $\{\theta\}_{l=1}^L$ 을 추정 할 수 있다. 또한 $\mathbf{Q}_1(\theta)$ 의 최소 고유치들에 상응하는 고유 벡터들 $\{\mathbf{h}\}_{l=1}^L$ 이

채널의 임펄스 응답이 된다.

$$\mathbf{h} = \nu_m(\mathbf{Q}_1(\theta)),$$

$$\theta = \text{arg} \min_{\theta} \lambda_m(\mathbf{Q}_1(\theta))$$

오차 보정 벡터 추정은 신호의 도래각과 채널의 임펄스 응답을 이용하여 $\hat{\mathbf{d}}^H \mathbf{w} = 1$ 와 같은 제약 조건을 가지며 다음과 같은 criterion을 최소화하는 추정 오차 보정 벡터 $\hat{\mathbf{d}}$ 를 찾는 것이다.

$$\min_{\hat{\mathbf{d}}} \hat{\mathbf{d}}^H \mathbf{Q}_2 \hat{\mathbf{d}} \text{ such that } \hat{\mathbf{d}}^H \mathbf{w} = 1$$

이 때 $\mathbf{w} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$,

$$\mathbf{Q}_2 = \sum_{l=1}^L \hat{\mathbf{B}}_L^H(\mathbf{h}_l, \theta_l) \mathbf{P}_s^\perp \hat{\mathbf{B}}_L(\mathbf{h}_l, \theta_l) + \hat{\mathbf{B}}_R^H(\mathbf{h}_l, \theta_l) \mathbf{P}_s^\perp \hat{\mathbf{B}}_R(\mathbf{h}_l, \theta_l) \quad (2)$$

이다.

여기서, $\hat{\mathbf{B}}_L(\mathbf{h}_l, \theta_l)$ 와 $\hat{\mathbf{B}}_R(\mathbf{h}_l, \theta_l)$ 은 추정된 채널 파라미터로부터 얻어진 array response 벡터와 코드 벡터로 구성된 행렬이며, 결국

$$\text{구} \text{추정 오차 보정 벡터는 } \hat{\mathbf{d}} = \frac{\mathbf{Q}_2^{-1} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{Q}_2^{-1} \mathbf{w}}$$

을 계산하여 오차 보정 벡터 $\hat{\mathbf{d}}$ 를 얻을 수 있다. (2)를 사용하여, 정의한 비용 함수가 임의의 경계치 보다 작을 때까지 (1)과 (2)의 추정 단계를 반복 수행하면 원하는 채널 파라미터와 오차 보정 벡터를 동시에 추정 할 수 있다.

2.3 데이터 측정

본 절은 제안된 알고리즘의 성능 평가와 분석을 위해 데이터를 수집한 실험 배경과 과정에 관한 것이다. 실험에 사용한 송수신기 모듈은 신호 생성기와 파워 앰프로 구성되어 있으며 다이폴 안테나 한 개를 이용하였다. 송신기에서 생성된 신호는 1950MHz 반송파 주파수를 이용한 BPSK 변조 신호다. 각 사용자에게 임의로 할당된 확산 코드는 길이 31의 gold code를 사용하였고, chip rate는 3.84Mcps이다. Test-bed의 수신기에 사용한 안테나

는 8개의 소자를 가지는 다이폴 원형 안테나이며, 각 안테나 소자의 인접 간격은 반 파장이다. 그림 1은 smart antenna test-bed를 이용하여 데이터를 수집할 때 사용하였던 수신안테나와 수신 모듈이다. 오차 보정 알고리즘 성능을 평가하기 위해서는 오차가 보정 되어 있지 않은 배열 안테나를 가지고 데이터를 수집해야 한다. 그러나 test-bed 수신 모듈의 각 채널의 진폭 이득과 위상 응답 오차를 정확히 알 수 없기 때문에 먼저 test-용 연속 신호를 인가하여 수신 모듈의 각 채널들이 동일한 특성을 가지도록 보정 해 준 후, 임의로 수신 모듈의 각 채널의 이득과 위상 차를 만들어 주었다. 송신 안테나의 위치는 수신안테나의 위치보다 높은 곳이며, 송신 쪽에서 보았을 때 수신안테나와 일직선을 이루는 위치를 기준으로 (0°) 정했다. 실험상의 편의를 위해 수신 배열 안테나와 모듈의 위치는 고정 시켜두고, 송신 안테나 위치를 -60°에서 60°까지 변화시키며 데이터를 수집하였다. 그림 2는 실험에서 측정된 수신 신호의 angle response를 보인 것이다. 실험을 통해 배열 안테나에 수신된 RF 신호는 70MHz 중간 주파수를 사용하여 down-converter되고 19.2MHz로 sampling한 기저 대역 신호를 알고리즘에 적용한다.



그림 1. 수신안테나와 수신기 모듈
Figure 1. RF/IF receiver console and data acquisition unit.

2.4 실험결과

Smart antenna test-bed로 수집한 측정 데이터를 이용하여 알고리즘을 반복 수행 후 실험에서 임의로 할당된 배열 안테나 복소 이득 오차를 보정한다.

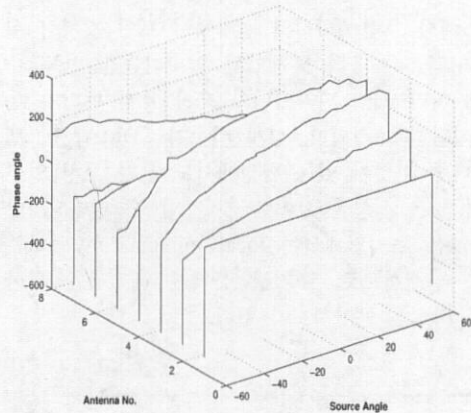


그림 2. 측정된 수신 신호의 각도 응답
Figure 2. Measured array response

결과를 보인 것이다. 제안한 알고리즘에서 오차 보정 벡터를 추정하기 위해서는 적어도 2개의 신호가 필요하다. 실험 환경에서는 -10°와 10°위치에서 측정된 신호를 기준 사용자의 다중 경로 신호로 선택하였고, 각 신호의 시간 지연은 6칩과 10칩이 되도록 했다. 다중 간섭 신호는 5°, 12°, 0°, -5°, -15°, 30° 위치에서 측정된 신호를 사용하였으며, 비동기 CDMA 시스템 환경을 만들기 위해 각 간섭 신호의 확산 코드와 지연 시간은 임의로 할당하여 실험하였다. 그림 3은 기준 사용자의 도래각에 따라 추정된 최소 고유치를 보인 것이며, 알고리즘을 처음 수행하였을 때와 마지막 수행했을 때를 각각 표현한 것이다. 알고리즘을 반복 수행하면서 정확하게 기준 사용자 신호의 도래각에 해당하는 최소 고유치로 수렴하는 것을 알 수 있다. 또한 그림 4는 추정된 채널 파라미터를 이용하여 반복 수행하면서 얻은 오차 보정 벡터의 상대 오차를 나타낸 것이며 다음과 같이 정의된 값이다.

$$\frac{\|\hat{\mathbf{d}}_j - \mathbf{d}_t\|_2}{\|\mathbf{d}_t\|_2}$$

여기서, $\hat{\mathbf{d}}_j$ 와 \mathbf{d}_t 는 각각 j번째 반복 수행 후 얻은 추정 오차 보정 벡터와 참 오차 벡터이다. 그림 5와 그림 6은 각각 알고리즘 반복 수행에 따라 추정된 도래각과 채널의 임펄스 응답을 보인 것이며, 정확하게 -10°와 10°의 도래각과 시간

지연이 6칩과 10칩으로 수렴하는 것을 알 수 있다. 그림 3에서 그림 6까지의 결과에서 보인 것처럼 실험 데이터를 이용하여 제안된 알고리즘을 반복 수행함에 따라 채널 파라미터와 오차 보정 벡터가 동시에 정확히 추정되며, 실제 비동기 CDMA 시스템에서 다중 간섭이 있는 환경에서도 오차 보정 알고리즘이 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 적당하지 않은 초기값에서는 local minima로 수렴하는 경우가 발생하므로, 초기값 문제를 해결하기 위한 최적화 방법을 제안하고자 한다.

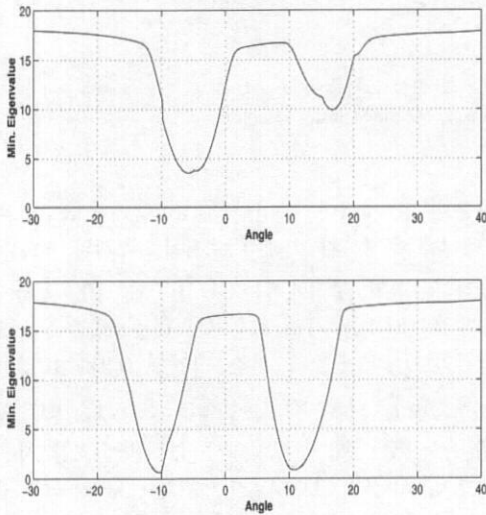


그림 3. 초기와 최종 수행에서 측정된 최소 고유치
Figure 3. The Estimated minimum eigenvalues at initial and last iteration.

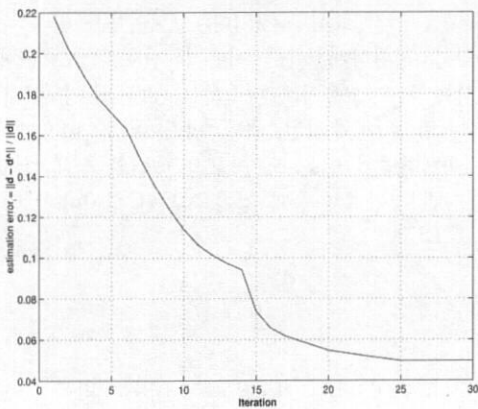


그림 4 반복 수행에 따른 정규화 된 오차 보정의 상대 오차
Figure 4. The Estimated calibration values vs. iterations

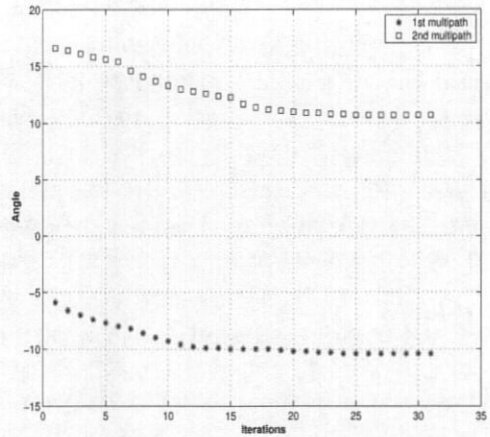


그림 5 반복 수행에 따른 도래각 추정치
Figure 5. The Estimated DOA vs. iterations

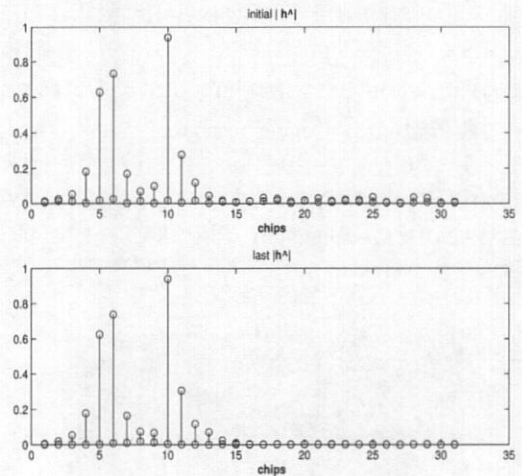


그림 6. 초기와 최종 수행에서 추정된 임펄스 응답
Figure 6. The Estimated channel impulse response at initial and last iterations.

III. 최적화 방법

3.1 알고리즘

2절에서 제안한 부공간(subspace) 기반의 오차 보정 알고리즘은 채널 파라미터와 보정 벡터를 동시에 추정하며 추정 오차도 매우 작은 좋은 성능의 방법이다. 그러나 알고리즘 성능이 파라미터 초기값에 영향을 받으며, 경우에 따라 적당하지 않은 초기값에서는 수렴하지 않을 수 있는 문제가 생기므로, 이를 해결하기 위해 최적화 방법 중의 하나인

simulated annealing 방법을 이용하고자 한다. Simulated annealing은 비교적 비용 함수의 값을 쉽게 알 수 있으며 추정하고자 하는 파라미터의 계산을 간단하게 할 수 있을 때 아주 유용한 방법으로, 비용 함수가 여러 개의 local minima를 가지는 경우 알고리즘 성능이 초기값에 영향을 받지 않고 global minimum을 보장할 수 있다. 반면에 알고리즘 수행을 위해 필요한 변수들이 많고 알고리즘 성능이 변수들의 값에 크게 영향을 받으며, 최적의 해를 구하기 위해서는 많은 계산량이 필요하다는 문제점을 가지고 있다. 본 절에서는 수신된 신호를 이용하여 먼저 채널 파라미터 추정을 한 후 이를 이용하여 simulated annealing 방법을 적용하는 두 단계로 구성되어 있다.

Simulated annealing 알고리즘은 2절에서 고려한 신호모델에 몇 가지 가정을 한 간단한 신호 모델에서 생각하기로 한다. 먼저 비동기 CDMA에서의 다중 경로 신호의 1 칩 내의 칩 지연은 고려하지 않고, 사용자에게 할당된 확산 코드에는 항상 같은 심볼 $s \in \{-1, 1\}$ 이 확산된다고 가정한다. M 개의 소자를 가지는 원형 안테나를 이용하고 확산 코드 프로세싱 이득이 N , 다중 경로의 수는 L 이라고 가정한다. 따라서 배열 안테나에서 1bit동안 수집한 데이터를 벡터로 구성하면 수신된 신호 \mathbf{z} 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \sum_{i=1}^L (\mathbf{C} \mathbf{h}_i \otimes (\mathbf{b}(\theta_i) \odot \mathbf{d}))s_i + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{A}(\theta_1, \dots, \theta_L, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_L, \mathbf{d}) \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, 연산 기호 \otimes 는 kronecker product이고 \odot 는 elementwise multiplication을 나타낸다. \mathbf{C} ($N \times M$)는 임의의 사용자에게 할당된 코드 행렬, \mathbf{b} 는 도래각에 따른 array response 벡터, \mathbf{A} ($MN \times L$)는 신호의 도래각 (θ)과 채널 임펄스 응답인 \mathbf{h} , 오차 보정 벡터 \mathbf{d} 의 파라미터로 이루어진 행렬이고 \mathbf{n} 는 측정 잡음 벡터이다. 행렬 \mathbf{A} 를 구성하는 각각의 파라미터로 표현하면 다음과 같고, 다시 채널 추정을 먼저 하기 위해 채널 임펄스 응답을 표현한 행렬 \mathbf{H} 와 $\tilde{\mathbf{A}}$ 로 분리하여 표현하

면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [\mathbf{C} \mathbf{h}_1 \otimes (\mathbf{b}(\theta_1) \odot \mathbf{d}), \\ &\dots, \mathbf{C} \mathbf{h}_L \otimes (\mathbf{b}(\theta_L) \odot \mathbf{d})] \\ &= \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{H} \end{aligned}$$

이때,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}} &= [(\mathbf{C} \otimes \mathbf{I}_M)(\mathbf{b}(\theta_1) \odot \mathbf{d}), \\ &\dots, (\mathbf{C} \otimes \mathbf{I}_M)(\mathbf{b}(\theta_L) \odot \mathbf{d})] \end{aligned}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{h}_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{h}_L \end{bmatrix}$$

이다. 여기서, $\mathbf{I}_M (M \times M)$ 는 단위행렬이다. 그러면 (3)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{z} = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4)$$

식 (4)에서 simulated annealing 방법을 적용하기 위해서는 먼저 채널 정보 \mathbf{H} 가 필요하게 된다. 일반적으로 채널 정보를 사전에 알지 못한다고 가정하면 식 (4)를 simulated annealing에 적용하기 위해, 식 (4)에서 least square 방법을 이용하여 채널 정보를 추정하면 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{H}} \mathbf{s} = \tilde{\mathbf{A}}^\dagger \mathbf{z}$$

여기서 \mathbf{A}^\dagger 은 \mathbf{A} 의 pseudo 역행렬이다.

$\hat{\mathbf{H}} \mathbf{s}$ 는 신호의 도래각 θ 와 보정 벡터 \mathbf{d} 의 함수가 된다. 오차 보정 벡터의 각 원소는 정규화 하여 진폭 이득은 고려하지 않고 위상 오차만 고려한다고 가정하면 벡터 \mathbf{d} 의 각 원소는 $d_i = \exp(j\phi_i)$ 로 표현 할 수 있다. 따라서 최적화 방법으로 추정할 파라미터는 신호의 도래각과 오차 보정 벡터의 위상이 되며 각각 다중 경로의 수 (L)와 배열 안테나 소자 수 (M)만큼 된다. 추정 파라미터 집합을 상태 벡터 \mathbf{x} 로 표현하고, 각 원소는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{x} = [\theta_1, \dots, \theta_L, \phi_1, \dots, \phi_M]^T$$

결과적으로 최적화 방법으로 풀기 위한 비용 함수 $J(\mathbf{x})$ 는 다음과 같이 표현되며, 비용 함수를 최소화시키는 파라미터들을 찾고자 한다.

$$J(\mathbf{x}) = \| \mathbf{z} - \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{A}}^+ \mathbf{z} \|_F \quad (5)$$

여기서, 아래 첨자 F 는 Frobenious norm이다. 그림 7은 신호의 도래각 하나와 오차 보정 벡터의 한 원소만을 고려하여 그린 비용함수이고, 여러 개의 local minima를 가지고 있음을 확인 할 수 있다. Simulated annealing 방법은 항상 비용 함수 $J(\mathbf{x})$ 가 많은 local minima를 가질 때에도 임의의 초기 값으로 global minimum을 찾는 방법이다^[6]. 식 (5)을 풀기 위한 초기 상태 \mathbf{x}_0 는 상태 공간(state space: Γ)에서 임의로 선택되어진다.

단, $\Gamma \subset \mathbf{R}^{M+L}: 0^\circ < \theta < 360^\circ, 0^\circ < \phi < 360^\circ$ 의 제약 조건을 가지는데, 각 안테나 소자의 오차 보정 벡터는 정규화 되어 있고 단지 위상 ϕ 만을 고려하기 때문이다.

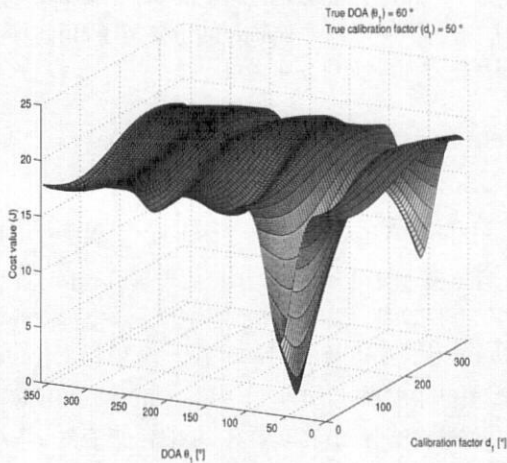


그림 7. 도래각과 오차 보정 벡터 위상의 비용함수
Figure 7. Cost function with respect to DOA (θ_1) and phase(ϕ_1)

Simulated annealing 방법의 과정을 요약하면 다음과 같다.

procedure: Simulated Annealing

Choose \mathbf{x}_0

Compute $J_0 = J(\mathbf{x}_0)$ using (5)

If $|J(\mathbf{x}_0)| < \epsilon$, then break;

ϵ is a threshold.

End If

While ($|J(\mathbf{x}_0)| > \epsilon$)

For $k=1,2, \dots$

I: Generate a random direction, $\Delta r \mathbf{u}$; Δr is a step size and \mathbf{u} is a standard normal variate.

Set $\mathbf{x}^* \in \mathbf{x}_0 + \Delta r \mathbf{u}$

If $\mathbf{x}^* \in \Gamma$, then

set $J_1 = J(\mathbf{x}^*)$

and $\Delta J = J_1 - J_0$

Else, goto step I

End If

If $J_1 \leq J_0$, then

set $\mathbf{x}_0 = \mathbf{x}^*$ and $J_0 = J_1$

If $|J_0| < \epsilon$, then break

Else, goto step I

End If

Else set $P = \exp(-T\Delta J)$;

T is a positive parameter.

Generate a uniform variate,

V on $[0,1]$

If $V \geq P$, then goto step I

Else set $\mathbf{x}_0 = \mathbf{x}^*$ and $J_0 = J_1$

Goto step I

End If

End If

End For

Change Δr and T

End While

3.2 모의실험 결과

Simulated annealing의 모의실험을 위해, 안테나 사이의 간격은 반 파장으로 동일하고 등방성인 ($M=8$)개의 안테나 소자를 가지는 원형 안테나를 사용하였다. 기준 사용자의 신호의 다중 경로 수 ($L=2$)는 알고 있다고 가정하고, 모의실험을 위한 오버 샘플링 없이 10개의 observation 심볼을 사용하였다. 기준 사용자의 도래각은 $[60^\circ \ 250^\circ]$ 이고 오차 보정 벡터의 위상의 참값은 $[20^\circ \ 70^\circ \ 200^\circ \ 300^\circ, \ 120^\circ \ 60^\circ \ 150^\circ \ 260^\circ]$ 이다. 또한 신호 대 잡음비 (SNR)는 20dB로 가정하여 생성하였다.

표 1은 simulated annealing에서 사용한 변수들을 나타낸 것이며 효과적으로 추정 파라미터의 수렴 값을 찾기 위해 변수와 경계 값을 바꾸어 가며 3단계로 나누어 실행하였다. Simulated annealing 방법은 사용한 변수 T_1, T_2 ,의 $\Delta r_1, \Delta r_2$ 값에 크게 영향을 받으므로 반복 수행하여, 점차 비용 함수가 작아짐에 따라 사용한 변수 ($T_1, T_2, \Delta r_1, \Delta r_2$)의 값을 줄여 최대한으로 global minimum에 가까운 값에 도달 할 수 있도록 했다. 신호의 도래각과 보정 벡터의 위상의 초기값을 $\theta_{0,i}=180^\circ$ ($i=1,2$)와 $\phi_{0,i}(i=1, \dots, 8)$ 로 하였고, 초기 보정 벡터의 상대 오차 $\frac{\| \mathbf{d}_0 - \mathbf{d}_t \|_2}{\| \mathbf{d}_t \|_2}$ 와 초기 도래각의 추정 오차는 각각 1.3567 와 $[120^\circ - 70^\circ]$ 이다. 표 2는 수렴된 상태 벡터들의 값을 나타낸 것이다. 3단계로 나누어서 실행하였을 때 각 비용함수의 값과 각 단계별에서 추정된 신호의 도래각과 오차 보정 벡터의 상태 오차를 나타낸 것이다. 비용함수가 줄어들수록 추정 값이 참값에 가까워짐을 알 수 있다. 그림 8은 제안된 알고리즘의 반복 수행에 따른 각 단계의 비용함수의 값을 나타낸 것이며, 반복 수행의 전체 횟수는 62703이고 accepted된 횟수는 39212이다. 그림 9는 3단계에서 최종으로 수렴 값에 도달하는 과정의 비용함수 값을 보인 것이다.

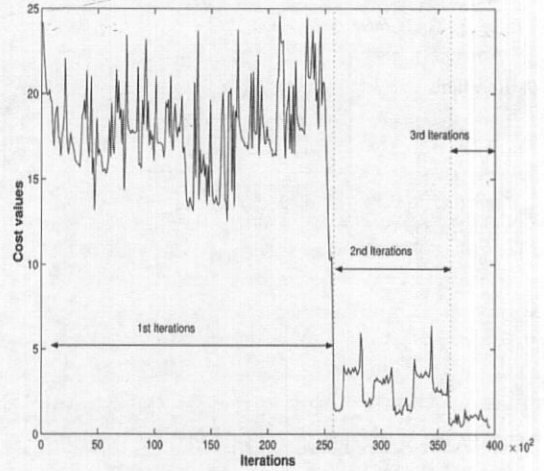


그림 8. 제안된 방법의 비용치.
Figure 8. The Cost values of the proposed method.

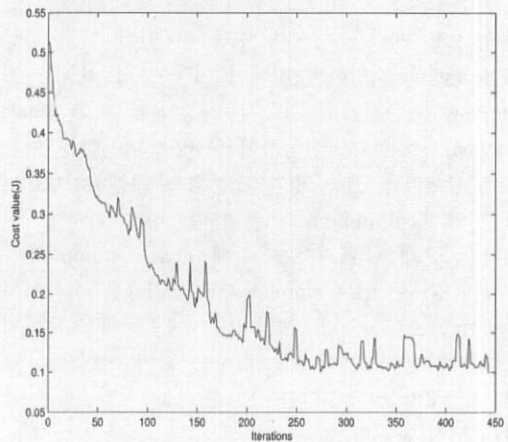


그림 9. 반복 수행에 따른 수렴 결과.
Figure 9. The Converged cost values.

표 1. Simulated annealing의 파라미터
Table 1. The parameters of Simulated annealing

Iterations	ϵ	Calibrations: ϕ		DOA: θ	
		T_1	Δr_1	T_2	Δr_2
1st	3.0	12	5°	0.5	5°
2nd	0.5	12	5°	1.0	5°
3rd	0.2	12	2.5°	7.0	0.5°

표 2. 수렴된 상태값
Table 2: The Converged values

Iterations	J	DOA's	$\frac{\ \hat{\mathbf{d}}_j - \mathbf{d}_j \ _2}{\ \mathbf{d}_j \ _2}$
1st	2.68	[56.34 ° 251.11 °]	0.101
2nd	0.39	[58.89 ° 250.50 °]	0.056
3rd	0.16	[59.41 ° 250.40 °]	0.027

V. 결 론

본 논문에서는 배열 안테나를 사용하는 비동기 CDMA에 적용 가능한 온라인 오차 보정 방법을 제안 하였다. 제안된 알고리즘은 기지국에서 얻을 수 있는 임의의 사용자의 확산 코드만을 사용하므로 간섭 신호를 증가시키거나 시스템의 용량을 감소시키지 않는다. 또한 다중 접속 간섭이 있는 경우에도 채널의 임펄스 응답, 도래각과 같은 채널 정보와 안테나 보정 벡터를 동시에 얻을 수 있어 이동 통신 채널 환경에 적합하며 안테나 이득 보정 기능을 포함한 채널 추정기로 사용이 가능하다. 또한 smart antenna test-bed로 실험하여 측정된 데이터를 이용하여 알고리즘 성능 평가와 분석을 수행하였고, 여러 개의 local minima가 존재하는 비용 함수에서의 초기값 문제를 해결하기 위해 global minimum을 보장해 줄 수 있는 simulated annealing을 이용하여 문제점을 보완하였다. 계산량이 많은 문제점이 있지만 안테나 이득은 수시로 변하는 값이 아니므로 제안된 알고리즘이 수렴하는데 걸리는 시간은 큰 문제가 되지 않는다.

참 고 문 헌

[1] G. V. Tsoulos and M. A. Beach, "Calibration and linearity issues for an adaptive antenna system," In Proc. 47th IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 1597-1600 Volume: 3, May 1997.
 [2] Chong Hyun. Lee and J. Chun, "A Subspace-based online calibration algorithm for an asynchronous CDMA-based antenna array", National Aerospace & Electronics Conference, Serial. pp. 146-150, 2000.
 [3] S. Bensley and Behnam Aazhang,

"Subspace-Based Channel Estimation for Code Division Multiple Access Communication Systems", IEEE Trans. Comm., Vol. 44, pp. 1009-1020, Aug. 1996.

[4] I. O. Bohachevsky, M. E. Johnson, and M. L. Stein, "Generalized simulated annealing for function optimization," Technometrics 28(3), pp. 209-217, 1986.
 [5] A. Corana, M. Marchesi, C. Martine, and S. Ridella, "Minimizing multimodal functions of continuous variable with the simulated annealing algorithm," ACM Transaction on Mathematical Software 13(3), pp. 262-280, 1996.
 [6] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, Numerical Recipes in C, Cambridge Univ. Press, New York, 1996.

석 미 경 (Mikyung Suk)

학생회원



2001년 2월 : 경북대학교 전자전기공학부 졸업
 2003년 8월 : 한국과학기술원 전자전산학과 석사
 <관심분야> 전자공학, 통신공학, 신호처리

조 상 우 (Sangwoo Cho)

정회원



1992년 2월 : 한국과학기술원 전자전산학과 학사
 1997년 2월 : 한국과학기술원 전자전산학과 석사
 2003년 8월 : 한국과학기술원 전자전산학과 박사
 2003년 9월 ~ 현재 : 한국과학기술원 박사 후 과정

<관심분야> 위성통신, 레이더 시스템, 칼만 필터 이론

전 주 환 (JooHwan Chun)

정회원

1980년 2월 : 서강대학교 전자공학과 학사
 1984년 2월 : Cornell University 석사
 1989년 2월 : Stanford University 박사
 2002년 9월 ~ 현재 : 한국과학기술원 전자전산학과교수
 <관심분야> 통신이론, 신호처리, 수치해석