工學碩士 學位論文

신호의 자기 상관성을 이용한 스마트 안테나 알고리즘 구현

Implementation of Smart Antenna Algorithm using Signal Self-Coherence

指導敎授　金 基 萬

2000年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

朴 相 龍

本 論文을 朴相龍의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士　　趙 炯 來 (印)

委　員 : 工學博士　　鄭 智 元 (印)

委　員 : 工學博士　　金 基 萬 (印)

2000年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

朴 相 龍

차 례

그림 차례

표 차례

기 호 표

M	안테나의 수
L	다중 경로의 수
K	간섭 신호의 수
$\boldsymbol{x}(t)$	어레이에 수신된 신호 벡터
$\theta_{l,k}$	k번째 신호의 l 번째 경로 입사각
$\boldsymbol{d}(\theta_{l,k})$	$\theta_{l,k}$ 방향의 어레이 응답 벡터
$s_{l,k}(t)$	$\theta_{l,k}$ 방향에서 입사되는 협대역 신호
$\boldsymbol{i}(t)$	간섭 신호 벡터
$\boldsymbol{n}(t)$	첨가 잡음
$\boldsymbol{w}_{l,k}$	원하는 신호의 계수 벡터
$r(t)$	Reference 신호
$\boldsymbol{R}_{xx}$	수신 신호의 자기 상관 행렬
$\boldsymbol{v}_{xr}$	수신신호와 reference 신호 사이의 상호 상관 벡터
τ	시간 천이
α	주파수 천이(cyclic 주파수)
*	Conjugate transpose
$\Phi_{ss}(\tau, \alpha)$	시간 τ 및 주파수 α만큼 천이된 신호 s의 cyclic correlation 함수
$\Phi_{ss^*}(\tau, \alpha)$	시간 τ 및 주파수 α만큼 천이된 신호 s의 cyclic conjugate correlation 함수
$\overline{[\cdot]}_{\infty}$	무한 관찰주기동안의 시간평균

$\boldsymbol{u(t)}$	**수신된 신호에서 원하는 신호의** cyclic **주파수만큼 천이된 신호**
f_b	Baud rate
f_c	Carrier **주파수**
$\boldsymbol{R}_{xu}$	**수신된 신호와 원하는 신호의** cyclic **주파수만큼 천이된 신호 사이의 상호 상관 행렬**
$\boldsymbol{c}$	**제어 벡터**
$<.>_T$	**구간** [0, T] **사이의 시간평균**
μ	**수렴 계수**
$e(t)$	**오차 신호**
μ', μ''	Lagrange multiplier
$\boldsymbol{I}$	**항등 행렬**
$\boldsymbol{R}_{uu}$	**원하지 않는 신호의 자기 상관 행렬**
$\boldsymbol{R}_{ss}$	**원하는 신호의 자기 상관 행렬**
μ_1, μ_2	**수렴 계수**

Abstract

The performance of digital mobile radio communication systems is effected by signal fading and interference from co-channel users. Both these effects can be reduced by the use of antenna arrays at the base station with the appropriate signal processing and combining of the received signals.

In this thesis, a blind adaptive array beamformer against co-channel interferences is proposed. The beamformer's weight vector is calculated from auto correlation matrix of the received signals and cross-correlation matrix between the received signal vector and the signal vector shifted to the cyclic frequency of the desired signal vector. The proposed method utilizes the cyclostationary properties of the communication signal and has the constraints that maximize output SINR(Signal-to-Interference plus Noise Ratio). Also, this thesis is applied to the adaptive method with power method and recursive equations. The computer simulations to compare the performances between the proposed method and the conventional methods are performed. In the beam pattern, the proposed method has lower power gain than conventional algorithm at the interference directions. In the BER(Bit Error Rate) curve, the performance of the proposed scheme is superior than that of conventional schemes. Also, the adaptive beamformer algorithm is implemented in TMS320C31 DSP chip produced by Texas Instruments.

제 1 장 서 론

현대 사회가 고도의 정보 사회로 진입함에 따라 인간은 언제, 어디서나, 누구와도 항상 음성, 데이터, 팩시밀리, 그리고 전자메일과 같은 다양하고 광범위한 통신이 가능하게 되기를 바라며, 이러한 욕구를 충족시키기 위한 새로운 시스템의 개발 및 성능 개선에 관한 연구의 필요성이 더욱 증가하게 되었다. 최근에는 이동 통신 및 위성 통신 시스템에서 간섭 및 채널 왜곡, 잡음 등에 의한 시스템의 성능 저하를 막고 통신 성능의 향상 및 시스템 용량 증가를 위해 각종 다이버시티(diversity) 기법이 적용되고 있다. 그 중에서 공간 다이버시티 기법, 즉 어레이 안테나를 사용한 빔 형성 기법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1]. 이러한 어레이 안테나는 switched beam 안테나를 거쳐 사용자의 이동 상황에 따라 빔 추적 기능을 갖는 스마트 안테나로 발전되고 있다.

어레이 안테나를 이용한 기존의 빔 형성 기법은 크게 두 가지 방법으로 나누어진다[2]. 첫 번째는 원하는 사용자 신호의 입사 방향을 추정해서 그 방향으로 빔을 형성하는 방법이고[3][4], 두 번째는 사용자에 의해 전송되는 training 신호를 이용해서 빔을 형성하는 방법이다[5]. 그러나 이 두 방법에는 각각 단점이 있는데 첫 번째 방법에서는 방향을 찾기 위한 알고리즘의 계산량이 너무 많고 angle spread가 거의 없어야 하며, 간섭 신호의 수가 어레이 안테나의 수보다 적어야 한다는 가정이 필요하다. 그리고 두 번째 방법에서는 첫 번째 방법에 비해 계산량이 적고 다중경로에 대한 가정이 필요 없는 대신에 training 신호를 사용하기 때문에 별도의 채널을 사용해야 하고, co-channel 간섭이 존재하는 경우에는 training 신호를 만들기가 어렵다는 단점이 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해서 최근에는 사용자의 방향을 모르더라도 빔 형성을 할 수 있은 블라인드 기법이 소개되고 있다. 블라인드 방법으

로 CDMA 시스템에서 사용되는 PN(Pseudo-Noise) code의 특징을 이용하여 빔 형성기 출력단에서 신호 대 잡음비를 최대화하도록 하는 방법[6]과 PSK나 FSK로 변조된 신호의 경우에 양호한 수신 상태에서는 항상 일정한 포락선을 갖는다는 원리에 기초한 Constant Modulus(CM) 알고리즘[7][8], 그리고 통신 신호의 특징 가운데 하나인 cyclostationarity를 이용한 방법 등이 있다. 먼저 CDMA에서 사용되는 PN code의 특징을 이용하여 확산 및 역확산된 신호를 만들고, 이를 이용하여 빔 형성기 출력 단에서 신호 대 잡음비를 최대화하는 방법은 비교적 계산량이 많고 CDMA 신호에만 적용될 수 있는 방법이며, CM 알고리즘은 하나 이상의 일정한 진폭을 가진 신호가 동시에 수신될 경우에 원하는 신호의 정확한 선택이 어렵다는 단점이 있다. 이에 본 논문에서는 신호의 cyclostationarity, 즉 FM(Frequency modulation), PSK(Phase shift keying), FSK(Frequency shift keying), GMSK(Gaussian-filtered minimum shift keying)와 같은 많은 통신 신호들이 cyclic 주파수라고 불리는 주파수 간격만큼 상관함수가 반복되는 성질을 이용하여 빔 형성을 하는 기법을 연구하였다. 이러한 cyclic 주파수는 통신 신호의 종류 및 baud rate, carrier 주파수 등과 같은 파라메터들에 의해 결정되어진다. 초기에는 아날로그 이동 통신인 AMPS(Advanced Mobile Phone Service) 시스템에 적용하기 위해 개발되었으나 근래 GSM(Global Service for Mobile)이나 DECT(Digital Enhanced Cordless Telecommunications)와 같이 GMSK 변조를 사용하는 시스템에도 적용 가능하게 되었다[9][10].

Cyclostationarity를 이용한 기존의 방법에는 대표적인 것으로 Gardner가 제안한 LS-SCORE(Least Squared-Self COherence REstoral) 알고리즘과 Wu와 Wong이 제안한 CAB(Cyclic Adaptive Beamforming) 및 C-CAB (Constrained-CAB) 알고리즘 등이 있다[11][12]. 하지만 이러한 기존의 방법들은 몇 가지 단점을 가지고 있는데, LS-SCORE 알고리즘의 경우는 같은 조건하에서 수렴속도가 느리고 출력 SINR(Signal-to-Interference plus Noise Ratio)이 낮으며 계산량이 많다는 단점이 있다. 그리고 CAB 알고리즘은 간섭 신호의 억압을 고려하지 않음으로 해서 강한 간섭 신호가 존재할 경우에 성능이 떨어지며, C-CAB 알고리즘은 최적 계수벡터가 수신신호의 자기상관 행렬과 원하는 신호의 신호 벡터의 변화에 대해 불안정하다는 단점이 있다[12].

이에 본 논문에서는 사용자 신호의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호를 이용하여 간섭 신호와 잡음 성분으로만 구성되는 행렬을 구하고 이를 이용하여 계수벡터를 구하는 방법을 제안하였다. 계수벡터는 빔 형성기 출력 단에서의 신호 대 잡음비를 최대화하는 기준을 사용하였으며, 채널의 특성에 의해 시시각각 변화하는 주위 환경에 능동적으로 대처하기 위하여 적응 처리 기법을 적용하였다. 제안된 방법의 성능을 여러개의 BPSK 신호가 존재하는 환경 하에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 고찰하였다. 또한, TI(Texas Instruments) 사에서 제작된 범용 디지털 신호 처리용 프로세서인 TMS320C31 DSP(Digital Signal Processor) 칩을 이용하여 적응 빔 형성 알고리즘을 구현하였다.

본 논문의 제 2 장에서는 기존의 빔 형성 기법에 대해 기술하였고, 제 3 장에서는 보다 향상된 성능을 갖는 적응 빔 형성 기법을 제안하였다. 그리고 제 4 장에서는 제안된 방법의 성능을 고찰하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였으며, DSP 칩을 이용한 구현에 대해 제 5 장에서 기술하였다. 마지막으로 제 6 장에서 결론 및 향후 연구방향을 제시하였다.

제 2 장 안테나 어레이를 위한 빔 형성 기법

기지국에서 M 개의 어레이 안테나를 갖는 일반적인 무선 통신 시스템에서 각 안테나에 수신되는 신호는 전파환경에 의해 산란되거나 반사된 신호가 모두 포함되어 있다. 이 경우 기지국 어레이 안테나를 통해 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{x}(t) = \sum_{l=1}^{L} \boldsymbol{d}(\theta_{l,0}) s_{l,0}(t) + \boldsymbol{i}(t) + \boldsymbol{n}(t) \qquad (2\text{-}1)$$

이때 L 은 다중경로의 수이며, $s_{l,0}(t)$ $(l = 1, 2, ..., L)$는 입사각 $\theta_{l,0}$로부터 입사되는 협대역 신호이고, $\boldsymbol{d}(\theta_{l,0})$는 $\theta_{l,0}$에서의 어레이 응답 벡터, $\boldsymbol{i}(t)$는 협대역 간섭 신호의 결합으로 이루어진 M×1 벡터, 그리고 $\boldsymbol{n}(t)$ 잡음의 M×1 벡터이다. 여기서, 원하는 신호의 입사방향과 간섭 신호의 입사방향은 서로 다르다고 가정한다. 그러면 간섭 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{i}(t) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{l=1}^{L} \boldsymbol{d}(\theta_{l,k}) s_{l,k}(t) \qquad (2\text{-}2)$$

여기서 K는 간섭 신호의 수이다. 빔 형성의 목적은 원하는 사용자의 신호를 얻기 위한 계수 벡터 $\boldsymbol{w}_{l,0}$를 구하는 것으로써 어레이 출력의 선형적인 결합으로 이루어진다. 그림 2-1로부터 빔 형성기 출력은 다음과 같이 정의할 수 있다.

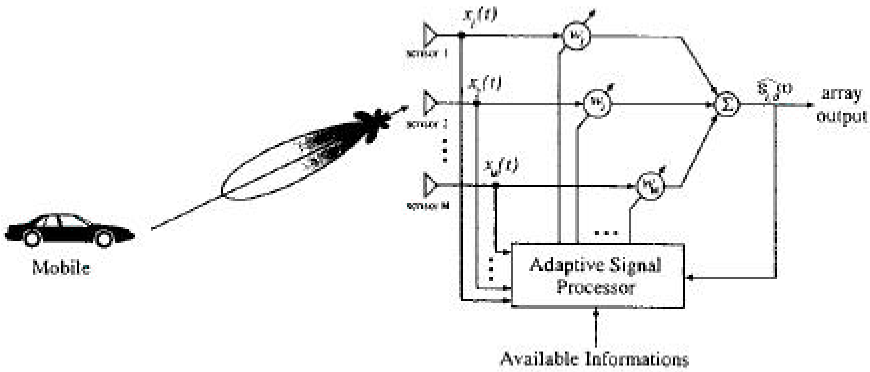


그림 2-1 **적응 어레이 시스템의 구성도**
Fig. 2-1 Block diagram of adaptive array system

$$\widehat{s_{l,0}}(t) = \boldsymbol{w}^*_{l,0}\boldsymbol{x}(t) \qquad (2\text{-}3)$$

이때 $\widehat{s_{l,0}}(t)$**는** $s_{l,0}(t)$**의 추정치이고**, * **는** conjugate transpose**이다. 계수 벡터** $\boldsymbol{w}_{l,0}$**를 구하는 방법에는 여러 가지가 있는데, 이 장에서는 이들 어레이 안테나를 이용한 빔 형성 방법들 중에서 대표적인 것들을 살펴보고, 본 논문에서 다루고자 하는 신호의** Cyclostationary **특성에 대해 살펴보도록 한다**.

제 2.1 절 방향 탐지에 기초한 빔 형성 기법

방향 탐지에 기초한 빔 형성 기법에서는 angle spread **가 아주 작거나 없다라는 가정, 즉 단일경로만이 존재한다는 가정이 필요하다. 이러한 경**

우에 수신된 신호 벡터 $x(t)$는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{d}(\theta_0)s_0(t) + \sum_{k=1}^{K}\boldsymbol{d}(\theta_k)s_k(t) + \boldsymbol{n}(t) \qquad (2\text{-}4)$$

방향 탐지에 기초한 빔 형성 기법은 어레이 응답 벡터 $\boldsymbol{d}(\theta_0)$, $\boldsymbol{d}(\theta_1)$, … , $\boldsymbol{d}(\theta_K)$를 얻기 위해서 신호의 입사방향인 θ_0, θ_1, … , θ_K를 먼저 찾아야 한다. 이러한 입사방향을 찾기 위한 높은 해상도를 갖는 기법에는 MUSIC[13][14]이나 ESPRIT[2][15]와 같은 것이 있다.

특정한 전제조건 하에서 어레이 출력의 최적결합에 의한 계수 벡터를 구하는 방법으로는 최소자승오차를 최소화하는 방법과 신호 대 잡음비를 최대화하는 방법, 그리고 maximum likelihood 방법이 널리 사용되었다. 이들 방법들은 원하지 않는 신호인 간섭 신호와 잡음의 세기, 입사방향 등에 의해 영향을 받는다.

제 2.2 절 Training 신호를 이용한 빔 형성 기법

Training 신호를 이용한 빔 형성 기법은 reference 혹은 training 신호라고 부르는 신호를 사용하여 계수 벡터를 구하는 방법이다. 이 기법에서는 방향 탐지에 기초한 빔 형성 기법에서 갖고 있던 단점인 다중경로에 대한 가정이나 신호의 입사방향을 찾는 계산과정이 필요가 없고, 어레이 안테나의 구조에 영향을 받지 않는다.

Reference 신호를 $r(t)$라고 한다면, 계수 벡터는 빔 형성기 출력과 reference 신호 사이의 자승오차를 최소화하는 방법을 사용할 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$w_{MSE} = R_{xx}^{-1} v_{xr} \quad (2-5)$$

이때 R_{xx}는 수신신호의 자기 상관 행렬이고, v_{xr}는 reference 신호와 수신 신호 사이의 상호상관 벡터이다. 계수 벡터는 최소자승오차를 이용한 방법뿐만 아니라 LMS(Least Mean Square)[16]나 DMI(Direct Matrix Inversion)[17], 이 외에 여러 가지 방법으로도 구할 수 있다.

이러한 training 신호에 기초한 빔 형성 기법은 북미지역 TDMA 방식 디지털 이동 무선 시스템에 사용할 목적으로 연구되었던 기법으로서 training 신호는 co-channel 간섭이 존재할 경우에 만들기가 어렵고 채널의 낭비로 인해 시스템의 효율을 떨어뜨린다는 단점을 가지고 있다.

제 2.3 절 신호 구조에 기초한 빔 형성 기법

신호의 구조를 이용한 빔 형성 기법은 빔 형성기에 수신된 신호의 시공간 구조와 특성을 이용하여 계수 벡터를 구하는 방법이다. 이때 신호의 특성은 간섭 신호에 의해 영향을 받게 되므로 적응 빔 형성기를 사용하여 간섭 신호가 감소되도록 한다. 이러한 신호의 특성을 이용한 빔 형성 기법은 신호의 입사방향에 대한 사전지식을 요구하지 않으면서 신호의 전파 경로 상태에 대해 아주 강하다는 장점을 갖고 있다. 이를 이용한 빔 형성 기법 중에 하나가 CMA(Constant Modulus Algorithm) 이다. CMA는 FM이나 PSK, FSK 등과 같은 방식으로 변조되어 전송되는 신호는 포락선이 항상 일정한 상수 값을 갖는다. 하지만 다중경로 전파나 간섭 신호에 의해 그 크기가 변화하게 된다. 따라서 어레이 안테나 출력을 되돌리는 방식으로 신호의 포락선을 일정한 평균값이 되도록 만들어서 신호를 복원

하는 방법이다. 계수 벡터는 신호의 크기 변화를 측정할 수 있는 비용함수를 최소화하는 값으로 얻을 수 있고, 그 선택에 의해 잡음의 허용오차 및 수렴 정도가 결정이 된다. 이러한 비용함수의 예로는 다음과 같은 신호의 크기 변화량의 제곱평균과 같은 것이 있다.

$$J(t) = E\left\{ \left| y(t) - \frac{y(t)}{|y(t)|} \right|^2 \right\} \tag{2-6}$$

그리고 계수 벡터를 갱신하는 식은 다음과 같다[18][19].

$$\begin{aligned} \boldsymbol{w}(t+1) &= \boldsymbol{w}(t) - \mu e(t)^* \boldsymbol{x}(t) \\ e(t) &= y(t) - \frac{y(t)}{|y(t)|} \end{aligned} \tag{2-7}$$

이때 μ는 수렴 상수로서 크기에 따라서 수렴속도와 오차 사이에 trade-off 관계를 가지고 있다.

제 2.4 절 Cyclostationarity를 이용한 빔 형성 기법

신호의 특성을 이용한 다른 방법으로 신호의 스펙트럼 상에서 자기 상관성에 기초한 방법이 있다. 현재 대부분의 통신 신호들은 특정한 시간이나 주파수 천이된 신호사이에 높은 상관관계를 갖는 cyclostationarity라는 특성을 갖고 있으며, 그 예를 그림 2-2에 나타내었다.

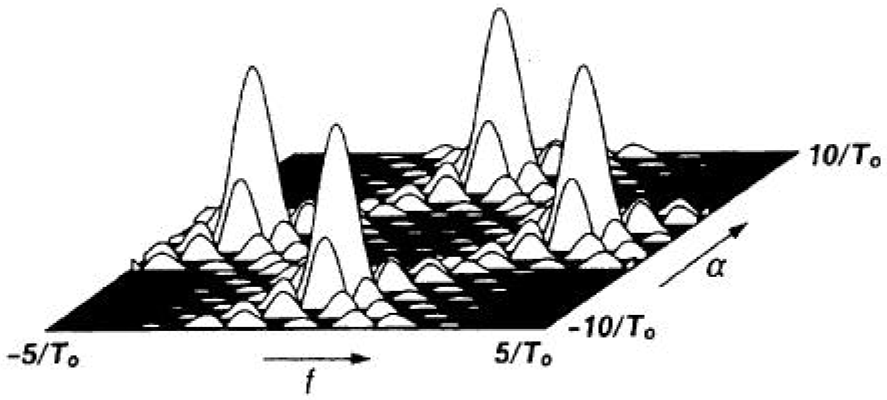


그림 2-2 BPSK 신호의 spectral correlation
Fig. 2-2 Spectral correlation of BPSK signal

앞에서 정의된 식 (2-1)과 식 (2-3)으로부터 $\hat{s}_{l,0}(t)$를 간단히 $s(t)$로 쓰고, 이로부터 cyclic correlation (CC) 함수와 cyclic conjugate correlation (CCC) 함수를 다음과 같이 각각 식 (2-8)과 식 (2-9)로 정의 할 수 있다.

$$\phi_{ss}(\tau, \alpha) \equiv \overline{[s(t)s^*(t+\tau)e^{-j2\pi\alpha t}]_\infty} = \lim_{N\to\infty}\sum_{t=1}^{N} s(t)s^*(t+\tau)e^{-j2\pi\alpha t} \tag{2-8}$$

$$\phi_{ss^*}(\tau, \alpha) \equiv \overline{[s(t)s(t+\tau)e^{-j2\pi\alpha t}]_\infty} = \lim_{N\to\infty}\sum_{t=1}^{N} s(t)s(t+\tau)e^{-j2\pi\alpha t} \tag{2-9}$$

이때 $\overline{[\cdot]_\infty}$는 무한 관찰주기동안의 시간평균이다. 만약 CC 함수나 CCC 함수가 시간천이 τ와 주파수천이 α에서 영이 아니라고 한다면 그

신호는 cyclostationary성질을 갖는다고 한다. 신호가 Cyclostationary성질을 갖는 경우에 주파수천이 α를 cycle 혹은 conjugate cycle 주파수라 한다. 이때 $\alpha = 0$는 모든 신호의 경우에 대해 CC 함수의 일반적인 cycle 주파수이고, CC 함수는 $\boldsymbol{x}(\boldsymbol{t})$의 자기 상관 함수이다[12]. 예를 들어, f_b와 f_c를 BPSK 신호의 baud rate와 carrier frequency offset이라 한다면 신호의 cycle 주파수는 $\alpha = lf_b \neq 0$이고, conjugate cycle 주파수는 $\alpha = \pm 2f_c + lf_b \ (l = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots)$이다[18][19].

CC 함수의 개념을 확장하여 신호 벡터에 적용하면 신호 벡터 $\boldsymbol{x}(t)$의 CC 행렬과 CCC 행렬은 다음과 같이 상호 상관 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{R}_{xu} = \begin{cases} \Phi_{xx}(\tau, \alpha) & \text{if } \boldsymbol{u}(t) = \boldsymbol{x}(t+\tau)e^{j2\pi\alpha t} \\ \Phi_{xx^*}(\tau, \alpha) & \text{if } \boldsymbol{u}(t) = \boldsymbol{x}^*(t+\tau)e^{j2\pi\alpha t} \end{cases} \quad (2\text{-}10)$$

일반적으로 $\Phi_{xx}(\tau, \alpha)$나 $\Phi_{xx^*}(\tau, \alpha)$의 측정은 N 샘플의 유한한 수의 평균으로써 다음과 같이 얻어진다[12].

$$\widehat{\boldsymbol{R}_{xu}} = \begin{cases} \widehat{\Phi_{xx}}(\tau, \alpha) = \overline{[\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^*(t+\tau)e^{-j2\pi\alpha t}]_N} \\ \widehat{\Phi_{xx^*}}(\tau, \alpha) = \overline{[\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^T(t+\tau)e^{-j2\pi\alpha t}]_N} \end{cases} \quad (2\text{-}11)$$

만약 수신된 신호를 협대역 신호라고 가정하고 원하는 사용자 신호가 단일 경로로 진행되었다면 수신된 신호 $x(t)$는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{d}(\theta)s(t) + \boldsymbol{i}(t) + \boldsymbol{n}(t) \quad (2\text{-}12)$$

이때 $\boldsymbol{d}(\theta)$는 신호 벡터이다. 여기서, reference 신호 $r(t)$를 다음과 같이

정의한다.

$$r(t) = c^* x^{(*)}(t - \tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (2\text{-}13)$$

이때 c는 임의의 제어 벡터이고, (*)은 conjugate self-coherence가 프로세서에 의해 다시 사용되었을 때 적용된다.

이러한 cyclostationarity를 이용한 기존의 적응 빔 형성 방법으로는 LS-SCORE, CAB, C-CAB 알고리즘 등이 있다. 그림 2-3에 LS-SCORE 알고리즘의 구성도를 나타내었다.

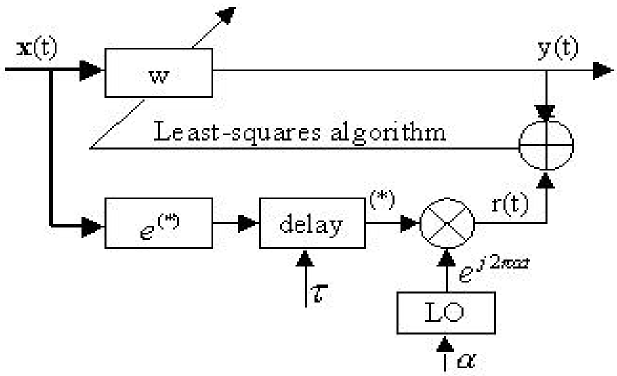


그림 2-3 LS-SCORE 알고리즘의 구성도

Fig. 2-3 Block diagram of LS-SCORE algorithm

이 경우에 빔 형성기 출력과 reference 신호 $r(t)$ 사이의 자승 오차를 최소화하는 비용함수(Cost function)를 사용하며, 다음과 같이 주어진다.

$$F_{sc}(w; c) \equiv \langle |y(t) - r(t)|^2 \rangle_T \quad (2\text{-}14)$$

이때 $y(t)$는 빔 형성기 출력으로서 $y(t) = \boldsymbol{w}^{*}\boldsymbol{x}(t)$로 주어지고, $<\cdot>_T$는 [0, T]사이의 시간평균을 나타낸다. 따라서 식 (2-14)를 최소화하기 위한 최적해 $\boldsymbol{w}_{sc}$는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{w}_{sc} = \widehat{\boldsymbol{R}_{xx}}^{-1}\widehat{\boldsymbol{R}_{xr}} \tag{2-15}$$

이때 $\widehat{\boldsymbol{R}_{xx}}$와 $\widehat{\boldsymbol{R}_{xr}}$은 [0 , T]구간에서 계산된 수신신호의 자기 상관행렬과 수신신호와 reference 신호 사이의 상호 상관벡터이다[11].

식 (2-1)과 식 (2-10)로부터 수신된 신호 $\boldsymbol{x}(t)$와 이의 cycle 주파수 α_k 만큼 천이된 신호 $\boldsymbol{u}(t)$는 신호의 cycle 주파수 α_k만큼 떨어진 곳에서 높은 상관 값을 가진다. 따라서 스칼라 신호 $\widehat{v_k}(t) = \boldsymbol{c}_k^{*}\boldsymbol{u}(t)$라 한다면 그들은 식 (2-3)의 스칼라 $\widehat{s_k}(t)$와 같이 $\boldsymbol{w}_k$와 $\boldsymbol{c}_k$가 존재하고 $\widehat{v_k}(t)$는 αk에서 높은 상관 값을 갖는다. $\boldsymbol{w}_k$와 $\boldsymbol{c}_k$를 적절히 선택했을 때 결과신호 $\widehat{s_k}(t)$는 원하는 신호 $s_k(t)$의 측정값이다. 여기서 원하는 사용자 신호의 cycle 주파수를 α로 가정하고, 그때의 값을 알고 있으며 간섭 신호들과는 다르다고 가정했을 때, CAB 알고리즘은 $\boldsymbol{w}$와 $\boldsymbol{c}$의 진폭을 제한하면서 $\phi_{\widehat{sv}}(\tau, \alpha)$를 최대로 하는 다음과 같은 기준을 사용하여 최적해를 구한다.

$$\begin{aligned}\max_{\boldsymbol{w},\,\boldsymbol{c}} \phi_{\widehat{sv}}(\tau, \alpha) &= \max_{\boldsymbol{w},\,\boldsymbol{c}} \left| \overline{[\boldsymbol{w}^{*}\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{u}^{*}(t)\boldsymbol{c}]_N} \right|^2 \\ &= \max_{\boldsymbol{w},\,\boldsymbol{c}} \left| \boldsymbol{w}^{*}\widehat{\boldsymbol{R}_{xu}}\boldsymbol{c} \right|^2 \\ &= \max_{\boldsymbol{w},\,\boldsymbol{c}} \boldsymbol{w}^{*}\widehat{\boldsymbol{R}_{xu}}\boldsymbol{c}\boldsymbol{c}^{*}\widehat{\boldsymbol{R}_{xu}^{*}}\boldsymbol{w}\end{aligned}$$

$$\boldsymbol{w}^{\dagger}\boldsymbol{w} = \boldsymbol{c}^{\dagger}\boldsymbol{c} = 1 \tag{2-16}$$

식 (2-16)의 $\boldsymbol{w}$와 $\boldsymbol{c}$의 해는 Lagrange multiplier 방법을 이용하여 다음 함수를 최대화함으로서 얻을 수 있다.

$$F_c(\boldsymbol{w}, \boldsymbol{c}) = \boldsymbol{w}^* \widehat{\boldsymbol{R}_{xu}} \boldsymbol{c}\boldsymbol{c}^* \widehat{\boldsymbol{R}^*_{xu}} \boldsymbol{w} - \mu'(\boldsymbol{w}^*\boldsymbol{w} - 1) - \mu''(\boldsymbol{c}^*\boldsymbol{c} - 1) \quad (2\text{-}17)$$

여기서 μ'와 μ''은 Lagrange multipliers 이다. 식 (2-17)을 $\boldsymbol{w}$와 $\boldsymbol{c}$에 대해 미분하여 0 으로 두고 정리하면 다음과 같은 값을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{\boldsymbol{R}_{xu}} \widehat{\boldsymbol{R}^*_{xu}} \boldsymbol{w} &= \xi \boldsymbol{w} \\ \widehat{\boldsymbol{R}^*_{xu}} \widehat{\boldsymbol{R}_{xu}} \boldsymbol{c} &= \xi \boldsymbol{c} \end{aligned} \quad (2\text{-}18)$$

여기서 ξ는 양수이다. 여기서 $\boldsymbol{w}$와 $\boldsymbol{c}$의 최적의 선택은 각각 $\widehat{\boldsymbol{R}_{xu}}$의 최대 singular value $\xi_{\max}$에 해당하는 left 와 right singular 벡터에 해당한다. 즉, $\boldsymbol{w}$와 $\boldsymbol{c}$의 최적의 선택은 다음과 같다.

$$\boldsymbol{w}^{\dagger} \widehat{\boldsymbol{R}_{xu}} \boldsymbol{c} = \zeta_{\max} \quad (2\text{-}19)$$

여기서 계수 벡터 $\boldsymbol{w}$는 $\widehat{\boldsymbol{R}_{xu}}$의 최대 고유치에 해당하는 고유벡터가 된다. 원하는 신호가 cycle 주파수 α에서 간섭과의 상관관계가 없다고 가정한다면 최적 계수 벡터 $\boldsymbol{w}_{CAB}$은 $\boldsymbol{d}(\theta)$에 비례하는 값이 된다는 것이 알려져 있다[12].

$$\boldsymbol{w}_{CAB} \propto \boldsymbol{d}(\theta) \quad (2\text{-}20)$$

일반적으로 간섭 신호들을 제거하기 위해서 linearly constrained minimum variance(LCMV) 빔 형성 알고리즘이 사용되었다[20]. LCMV의 기본이론은 빔 형성기의 출력 파워를 최소화하는 계수 벡터 $\boldsymbol{w}$를 구하는 것이다. 단, 원하는 신호의 방향에 대해 $\boldsymbol{d}(\theta)^* \boldsymbol{w} = 1$을 만족해야 한다. 그러나 블라인드 어레이 빔 형성인 경우에 원하는 신호의 입사방향을 모른다. 따라서 LCMV 알고리즘을 위한 조건을 사용할 수 없으므로 LCMV 알고리즘에서 요구되는 조건을 사용하기 위해서 CAB알고리즘을 먼저 수행하여 얻은 가중치 벡터 $\boldsymbol{w}_{CAB}$을 이용하여 C-CAB 알고리즘을 구한다. 원하는 신호가 하나인 경우에 $\boldsymbol{w}_{CAB}$은 $\boldsymbol{d}(\theta)$에 비례하므로 제한조건에서 $\boldsymbol{w}_{CAB}$ 대신에 $\boldsymbol{d}(\theta)$를 사용할 수 있고 다음 식에 의해 출력 파워를 최소화 할 수 있다.

$$\min_{w} \boldsymbol{w}^* \widehat{\boldsymbol{R}_{xx}} \boldsymbol{w} = \min_{w} \boldsymbol{w}^* \overline{[\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^*(t)]_N}\, \boldsymbol{w} \qquad \boldsymbol{w}^*_{CAB}\boldsymbol{w} = \mathbf{1} \tag{2-21}$$

그리고 Lagrange multiplier를 이용하면 최적 계수 벡터를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\boldsymbol{w}_{CCAB} = \widehat{\boldsymbol{R}^{-1}_{xx}} \boldsymbol{w}_{CAB} \tag{2-22}$$

여기서 $\boldsymbol{w}_{CAB}$은 $\boldsymbol{d}(\theta)$를 측정하는 것과 같으며, C-CAB 알고리즘은 신호의 실제 입사방향에 대한 사전 지식을 요구하지 않으면서 $\boldsymbol{d}(\theta)^* \boldsymbol{w} \propto \boldsymbol{w}^*_{CAB}\boldsymbol{w} = 1$을 사용함으로써 LCMV 빔 형성 기법과 거의 같은 성능을 가진다[12].

제 3 장 이동 통신 시스템을 위한 개선된 스마트 안테나 알고리즘

Cyclostationarity를 이용한 기존의 방법들, 즉 LS-SCORE, CAB, C-CAB과 같은 알고리즘들은 각각 단점을 가지고 있다. LS-SCORE 알고리즘의 경우는 같은 조건하에서 수렴속도가 느리고 출력 SINR이 낮으며 계산량이 많다는 단점이 있고, CAB 알고리즘은 간섭 신호의 억압을 고려하지 않음으로 해서 강한 간섭 신호가 존재할 경우에 성능이 떨어진다. 그리고 C-CAB 알고리즘은 최적 계수벡터가 수신신호의 자기상관 행렬과 원하는 신호의 신호 벡터의 변화에 대해 불안정하다는 단점이 있다. 이에 본 논문에서는 간섭 신호 및 잡음에 강한 블라인드 빔 형성 알고리즘을 제안하였다.

여러 개의 간섭 신호들의 영향으로 인한 성능의 감소를 피하기 위해서 수신기는 최종적인 사용자 신호의 검출 전단계에서 높은 SINR을 만족하는 처리 기법이 요구된다. 이를 위해 적응 빔 형성기는 기본적인 공간 필터링의 수행 차원에서 간섭의 방향으로는 널을 형성해주고 원하는 신호 성분이 들어오는 방향으로는 주 빔을 형성하여 사용자의 신호를 얻어내는데 이용된다. 빔 형성기의 계수를 구하기 위한 최적화 방법 가운데 하나인 이 출력 SINR을 최대화하는 빔 형성 기법에서 계수 벡터를 결정하는 기준은 다음과 같다[21][22].

$$\max_{w} \frac{|\boldsymbol{w}^{\dagger}\boldsymbol{d}(\theta)|^2}{\boldsymbol{w}^{\dagger}\boldsymbol{R}_{uu}\boldsymbol{w}},$$

$$\text{subject to } \frac{|\boldsymbol{w}^{\dagger}\boldsymbol{d}(\theta)|^2}{\boldsymbol{w}^{\dagger}\boldsymbol{w}} = \delta \text{ and } \boldsymbol{w}^{\dagger}\boldsymbol{d}(\theta) = 1 \qquad (3\text{-}1)$$

이때 R_{uu}는 간섭 신호와 잡음 성분만의 자기상관 행렬이고, δ는 임의의 양수이다. 이 빔 형성기의 해는 다음과 같다.

$$w \propto (R_{uu} + \gamma I)^{-1} d(\theta) \tag{3-2}$$

이때 γ는 $|w^\dagger d|^2 / w^\dagger w = \delta$의 제한조건을 위한 Lagrange multiplier이다. 이것은 R_{uu}와 $d(\theta)$의 변화에 대해 강하기 때문에, R_{uu}와 $d(\theta)$의 추정이 가능할 때 cyclic 빔 형성에 적합하다. 하지만 이 빔 형성 기법을 적용하기 위해서는 R_{uu}를 추정해야 한다.

R_{uu}를 얻기 위해서, 원하는 신호와 간섭 신호사이에 상관 관계가 없다고 가정한다면 $R_{xx} = R_{ss} + R_{uu}$로 나타낼 수 있고 신호의 길이가 제한된 경우에 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\widehat{R_{uu}} \approx \widehat{R_{xx}} - \widehat{R_{ss}} \tag{3-3}$$

본 논문에서는 계수 벡터를 다음의 방법으로 구할 것을 제안하였다.

$$w = \widehat{R_{uu}^{-1}} w_{CAB} \tag{3-4}$$

$$\widehat{R_{uu}} = \widehat{R_{xx}} - \widehat{R_{xu}} \tag{3-5}$$

즉, 원하는 사용자 신호의 상관행렬 $\widehat{R_{ss}}$ 대신에 수신신호와 원하는 사용자 신호의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호 사이의 상호 상관 행렬 $\widehat{R_{xu}}$를

사용한다. 이것은 수신신호와 원하는 사용자 신호의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호사이에는 이상적인 경우 원하는 사용자 이외의 신호 사이에는 상관관계가 영이므로 원하는 사용자의 상관관계만 남게 되기 때문이다. 식 (2-1)에서 L=1이라면 수신 신호의 자기 상관 행렬 $\widehat{R_{xx}}$와 상호 상관 행렬 $\widehat{R_{xu}}$는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\widehat{R_{xx}} &= d(\theta_1)\widehat{R_{ss}}d^*(\theta_1) + \widehat{R_{iu}} + \sigma^2 I \\ &= d(\theta_1)\widehat{R_{ss}}d^*(\theta_1) + \widehat{R_{uu}}\end{aligned} \tag{3-6}$$

$$\widehat{R_{xu}} = d(\theta_1)\widehat{R_{ss}^{\alpha}}(\tau)d^*(\theta_1) \tag{3-7}$$

여기서 $\widehat{R_{iu}}$는 간섭 신호와 원하는 신호의 cyclic 주파수만큼 천이된 수신 신호와의 상호 상관 행렬이며, $\widehat{R_{ss}^{\alpha}}(\tau)$는 원하는 신호의 cyclic 주파수 α 만큼 천이된 신호의 자기 상관 행렬이다. 식 (3-5)를 이용하면 다음과 같다.

$$\widehat{R_{xx}} - \widehat{R_{xu}} = d(\theta_1)\left(\widehat{R_{ss}} - \widehat{R_{ss}^{\alpha}}(\tau)\right)d^*(\theta_1) + \widehat{R_{uu}} \tag{3-8}$$

따라서 $\widehat{R_{ss}} = \widehat{R_{ss}^{\alpha}}(\tau)$라면 식 (3-5)가 성립하며, 실제의 경우 α와 τ값에 대해 만족한다.

신호가 전송되는 과정에서 변화하는 환경에 능동적으로 대처하기 위하여 적응 처리 기법을 적용하였다. 본 논문에서는 w_{CAB}을 반복적으로 계산하기 위하여 power method라는 적응 처리 기법을 적용하였다[22][23]. Power method란 행렬과 벡터의 곱을 정규화시켜가면서 고유벡터를 반복

적으로 구하면, 그 벡터는 특정 행렬의 최대 고유치에 대응하는 고유벡터에 수렴한다는 특성을 이용한 방법이다. w_{CAB}의 값은 $\widehat{R_{xu}}$의 최대 고유치 $\eta_{\max}$에 대응하는 고유벡터로 얻을 수 있고, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\widehat{R_{xu}} w_{CAB} = \eta w_{CAB} \tag{3-9}$$

일반화된 고유벡터 문제에서 임의의 행렬 $R = I$의 최대 고유치에 대응하는 고유벡터를 구하는 경우에 $k+1$번째 고유벡터는 다음과 같은 특성을 보이며 수렴한다. 이때 I는 대각 행렬이 모두 '1'이고, 나머지가 모두 '0'인 항등행렬이다.

$$q_{k+1} = \frac{R\, q_k}{|R\, q_k|} \tag{3-10}$$

즉, $k \rightarrow \infty$ 일 때 고유치와 고유벡터는 다음과 같이 나타내어진다. 이때 $|\cdot|$는 행렬의 norm이다.

$$\lim_{k\to\infty} |R\, q_k| = \eta_{\max}$$
$$\lim_{k\to\infty} q_k = w \tag{3-11}$$

따라서 w_{CAB}을 구하기 위해 일반화된 고유벡터가 아닌, $R = R_{xu}$로 놓고 그 고유벡터를 식 (3-9)에서 power method를 통하여 반복적으로 구하면 된다. 그 결과, 최대 고유치 $\eta_{\max}$에 대응하는 최대 고유벡터는 q_k가 되고, 그 값이 w_{CAB}에 해당하는 값이 된다. 여기서 수렴 동작은 고유벡터

표 3-1 Power method 과정

Table 3-1 Procedure of power method

$\boldsymbol{w}_{CAB}(n+1) = POWER\left(\boldsymbol{R}_{xu}(n), \boldsymbol{w}_{CAB}(n)\right)$
{
☆ **Initialization**
$\boldsymbol{q}_0(n) = \boldsymbol{w}_{CAB}(n)$
$\boldsymbol{q}_1(n) = \dfrac{\boldsymbol{R}_{xu}(n)\boldsymbol{q}_0(n)}{\lvert \boldsymbol{R}_{xu}(n)\boldsymbol{q}_0(n) \rvert}$
$k = 1$
☆ **Computation**
while $\left(\lvert \boldsymbol{R}_{xu}(n)\boldsymbol{q}_k(n) - \boldsymbol{R}_{xu}(n)\boldsymbol{q}_{k-1}(n) \rvert \geq \varepsilon\right)$ *do*
{
$\boldsymbol{q}_{k+1}(n) = \dfrac{\boldsymbol{R}_{xu}(n)\boldsymbol{q}_k(n)}{\lvert \boldsymbol{R}_{xu}(n)\boldsymbol{q}_k(n) \rvert}$
$k = k + 1$
}
☆ **Update**
$\boldsymbol{w}_{CAB}(n+1) = \boldsymbol{q}_k(n)$
}

의 초기값 $\boldsymbol{q}_0$ 및 최대 고유치와 두 번째로 큰 고유치의 비 $\left|\frac{\eta_{\max}}{\eta_2}\right|$ 에 달려있다. 표 3-1에 고유벡터를 구하기 위한 Power method를 간략히 나타내었다.

다음으로 $\boldsymbol{R}_{xx}$와 $\boldsymbol{R}_{xu}$를 얻기 위해서 다음과 같은 적응 처리 기법을 적용하였다.

$$\widehat{\boldsymbol{R}_{xx}}(n) = \mu_1 \widehat{\boldsymbol{R}_{xx}}(n-1) + (1-\mu_1)\boldsymbol{x}(n)\boldsymbol{x}^*(n) \tag{3-12}$$

$$\widehat{\boldsymbol{R}_{xu}}(n) = \mu_2 \widehat{\boldsymbol{R}_{xu}}(n-1) + (1-\mu_2)\boldsymbol{x}(n)\boldsymbol{u}^*(n) \tag{3-13}$$

이때 μ_1과 μ_2는 각각의 가중치로서 상수 값이다.

기존의 방법과 제안된 방법을 비교해보면, 계산량 측면에서는 안테나 수를 M이라고 했을 때, 곱셈부분에서 LS-SCORE 알고리즘이 $O(M^3)$, CAB 알고리즘이 $O(M)$, 그리고 제안된 방법은 $O(M^2)$이 된다. 따라서 제안된 방법은 계산량에서 CAB 알고리즘 보다는 많지만 LS-SCORE 알고리즘 보다는 적다는 것을 알 수 있다.

제 4 장 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과 고찰

제안된 방법의 성능을 고찰하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 어레이 안테나의 배열 구조를 그림 4-1에 나타내었다. 시뮬레이션 환경은 원하는 신호가 30^o에서 입사되고 간섭 신호가 60^o, 150^o, 180^o, 300^o에서 입사될 때, 반경이 파장 λ의 0.809배인 10개의 원형 배열 안테나를 사용하여 신호를 수신하는 경우로 가정하였다. 이때 BPSK 변조를 사용했고, cyclic 주파수 α는 각각 0.2, 0.17, 0.13, 0.15, 0.19로 하였다. 그림 4-2부터 그림 4-4는 입력 SNR이 6dB일 때 간섭 신호의 수가 2개에서 4개로 증가하는 경우에 대해 CAB알고리즘을 사용한 경우와 제안된 방법을 사용한 경우의 빔 패턴을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 CAB 알고리즘을 사용한 경우보다 제안된 방법에서 간섭 신호의 방향으로 null이 형성되고 있다. 특히 150^o와 180^o 방향에서 입사되는 간섭 신호들이 제거되고 있다. 예를 들어, 그림 4-4에서 가장 큰 신호의 값을 1로 정규화 했을 때, 150^o와 180^o의 입사 방향에 대해 CAB 알고리즘의 경우 약 0.76과 0.5 정도의 값을 가지지만 제안된 방법의 경우는 두 간섭 신호의 방향에서 모두 0에 가까운 값을 갖는 것을 볼 수 있다.

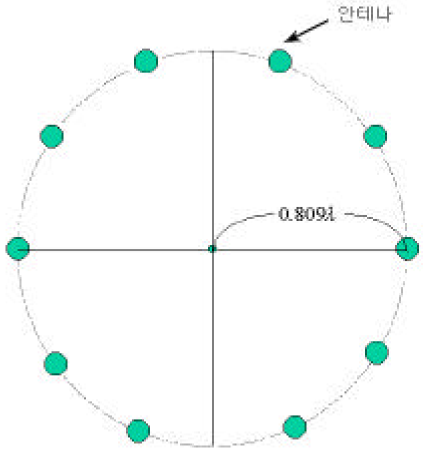
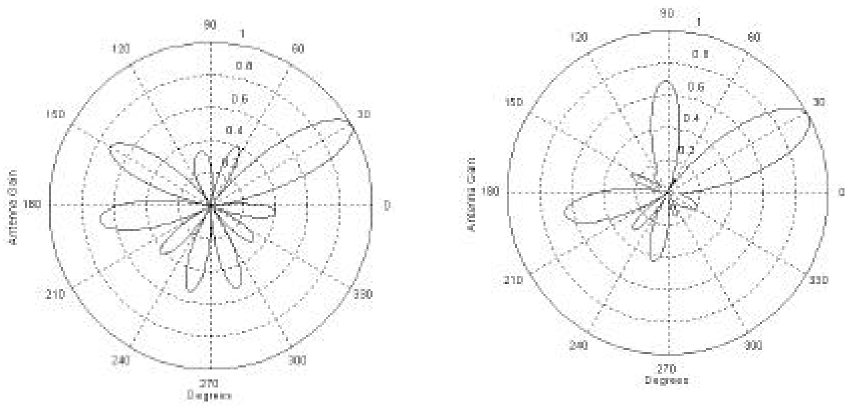


그림 4-1 **원형 배열 안테나 구조**

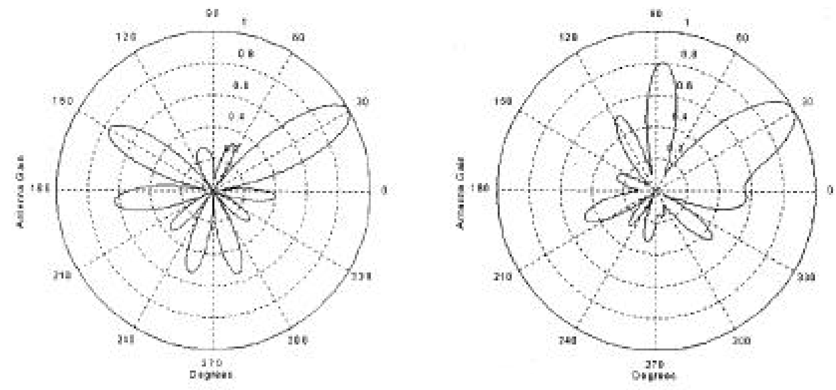
Fig. 4-1 Circular array antenna structure



(a) (b)

그림 4-2 **빔 패턴**, **간섭 신호의 입사방향** : 60^o, 150^o (a) CAB **알고리즘**, (b) **제안된 방법**

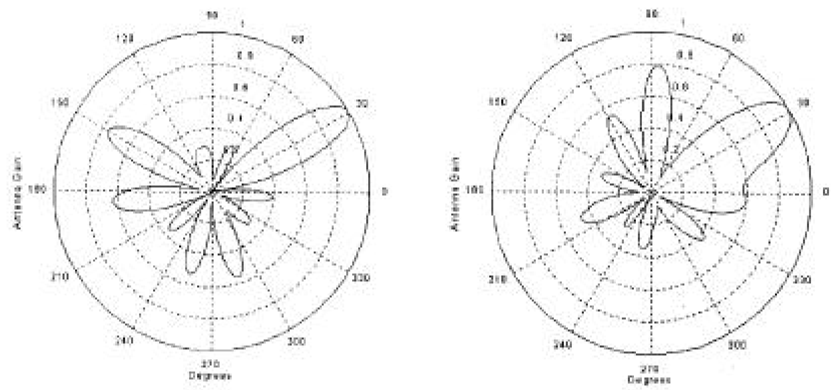
Fig. 4-2 Beampatterns, direction-of-arrival of interferences : 60^o, 150^o (a) CAB algorithm. (b) Proposed method



(a) (b)

그림 4-3 **빔 패턴**, **간섭 신호의 입사방향** : 60^o, 150^o, 180^o (a) CAB **알고리즘**, (b) **제안된 방법**

Fig. 4-3 Beampatterns, direction-of-arrival of interferences : 60^o, 150^o, 180^o (a) CAB algorithm, (b) Proposed method

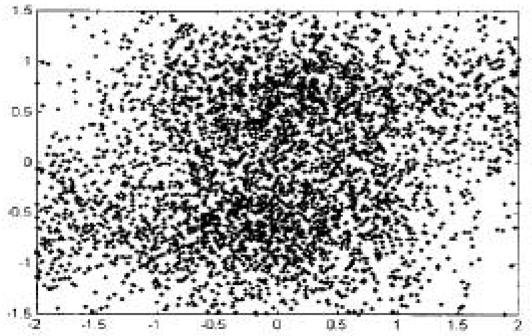


(a) (b)

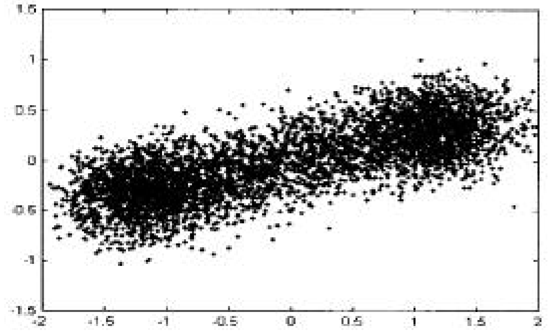
그림 4-4 **빔 패턴**, **간섭 신호의 입사방향** : 60^o, 150^o, 180^o, 300^o (a) CAB **알고리즘**, (b) **제안된 방법**

Fig. 4-4 Beampatterns, direction-of-arrival of interferences : 60^o, 150^o, 180^o, 300^o (a) CAB algorithm, (b) Proposed method

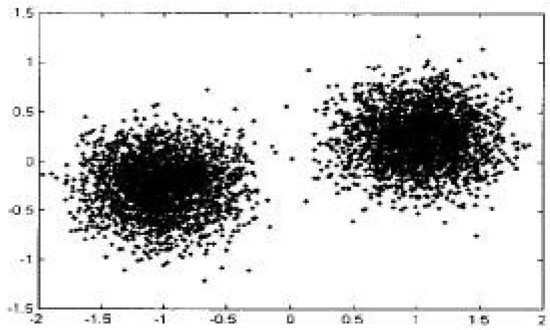
그림 4-5는 수신된 신호 및 CAB 알고리즘, 그리고 제안된 방법의 성상도를 나타낸 것이다. 이때 사용된 환경은 입력 SNR이 4dB, 안테나 수가 6개 및 간섭 신호의 수가 2개, 그리고 원하는 신호의 cyclic 주파수를 0.2, 간섭 신호의 cyclic 주파수를 각각 0.17, 0.13으로 하였고 5000개의 데이터를 사용하였다. (a)는 수신된 신호의 성상도를 나타낸 것이고, (b)와 (c)는 각각 CAB 알고리즘을 사용했을 때와 제안된 방법을 사용했을 때의 성상도를 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이 CAB 알고리즘에 비해 제안된 방법에서 신호의 분리가 더 잘 됨을 알 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 4-5 성상도 (a) 수신된 신호, (b) CAB 알고리즘, (c) 제안된 방법
Fig. 4-5 Constellation (a) Received signal, (b) CAB algorithm,
(c) Proposed method

그림 4-6은 원하는 신호의 cyclic 주파수를 0.2, 간섭 신호의 cyclic 주파수를 0.143으로 하였을 때, 입력 SNR에 따른 BER(Bit Error Rate) 성능을 나타낸 것이다. BER성능을 보면 입력 SNR이 2㏈이상인 경우에는 기존의 방법보다 우수한 BER 성능을 나타내고 있다.

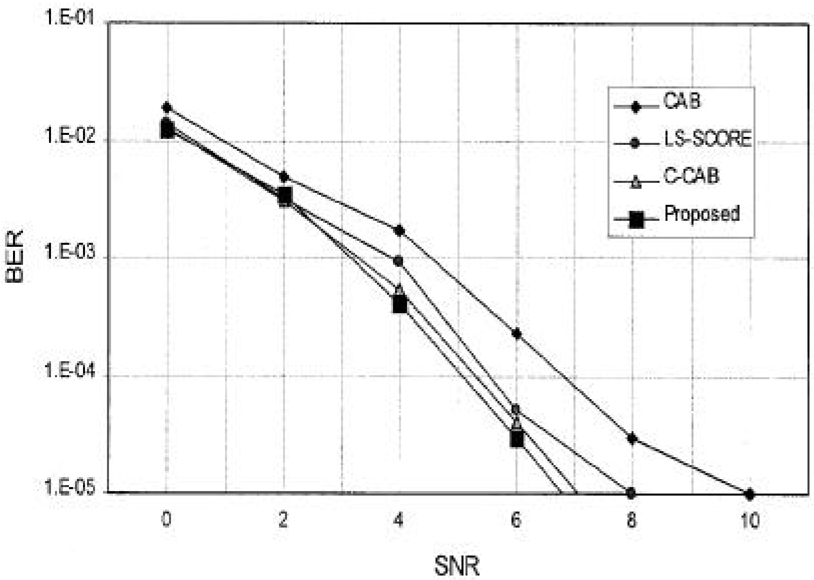


그림 4-6 입력 SNR에 따른 BER 곡선
Fig. 4-6 BER curve according to input SNR

그림 4-7은 입력 SNR이 4dB이고 cyclic 주파수가 0.2인 원하는 신호와 0.143, 0.125인 2개의 간섭 신호가 존재할 때 안테나 수의 변화에 따른 BER 곡선을 나타내었다. 그림에서 안테나의 수가 6개 이상인 경우에 대해 제안된 방법의 BER 곡선이 CAB 알고리즘에 비해 낮은 것을 알 수 있다. 예를 들어, 안테나의 수가 8개인 경우에 CAB 알고리즘에서는 약 90개의 데이터가 수신되면 1개의 에러가 발생하지만 제안된 방법의 경우는 1000개 정도의 데이터가 수신되었을 때 1개의 에러가 발생하므로 약 10배의 성능 향상이 이루어지고 있음을 알 수 있다.

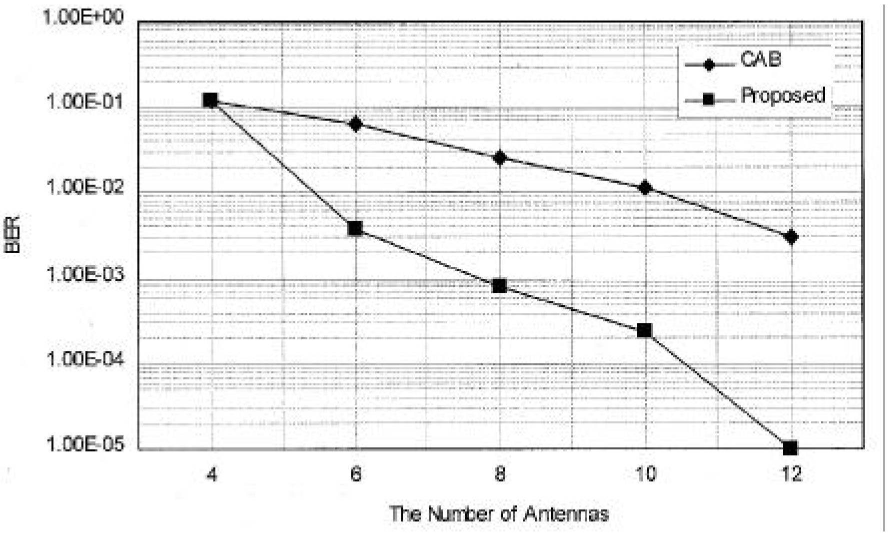


그림 4-7 **안테나 수에 따른** BER **곡선**

Fig. 4-7 BER curve according to the number of antennas

제 5 장 범용 DSP 프로세서를 이용한 시뮬레이터 구현

본 논문에서는 Texas Instruments 사에서 만든 TMS320C31이라는 범용 DSP 칩을 이용하여 적응 빔 형성 알고리즘을 구현하였다. TMS320C31은 고성능 32비트 부동소숫점 방식의 범용 programmable DSP 프로세서로서 이와 같은 C3x 계열의 TMS320C30에서 일부 기능이 제외된 저가형 모델이다. 이 프로세서의 주요 기능 및 특징을 요약하면 표 5-1과 같다.

제 5.1 절 TMS320C31의 내부 구조

TMS320C31의 내부 구조는 그림 5-1의 블럭도와 같다. 이를 분류하면 크게 CPU, 레지스터, 메모리, 내부 주변장치, DMA(Direct Memory Access) 제어기, 그리고 내부 버스 등으로 나눌 수 있는데, 여기서는 이 프로세서의 기본이 되는 CPU 부분과 레지스터 부분에 대해서만 간단히 살펴보겠다.

먼저 CPU 부분은 ALU(Arithmetic Logic Unit), 곱셈기, 32비트 barrel shifter, 보조 레지스터 연산장치, 레지스터 파일, 그리고 이들을 연결하는 내부 버스로 구성되어 있다. 내부 버스는 CPU1/CPU2 및 REG1/REG2가 있어서 메모리로부터 2개의 오퍼랜드와 레지스터로부터의 2개의 오퍼랜드를 동시에 액세스할 수 있으며, 1사이클에 ALU에서의 연산과 곱셈기에서의 연산을 동시에 실행할 수 있다. 따라서 일반적인 명령은 1개의 동작사이클(2클럭 주기)에 1개가 실행되므로 만약 칩이 60MHz로 동작한다면 30MIPS(Million Instructions Per Second)가 되지만, 연산명령은 1개의 동작사이클에 2개가 실행될 수 있으므로 최대 60MFLOPS(Millions of FLoa-

표 5-1 TMS320C31의 주요 기능 요약

Table 5-1 Summary of TMS320C31 features

항 목	기능 및 특징	비 고
개 요	1. 32비트 부동소수점 연산 방식 2. 수정된 하바드 구조(3개의 내부 버스, 1개의 외부 버스 3. 12핀 PQFT 팩키지 4. 0.8μm CMOS 반도체 기술	TMS320C30에서는 2개의 외부버스, 181핀 PGA 팩키지
처리속도	1. 클럭 주파수에 따라 27/33/40/50/60MHz의 6가지 모델 2. 2클럭이 1개의 동작 사이클 3. 60MHz에서 30MIPS, 60FLOPS의 처리속도	
메모리	1. 2개의 1K×32비트 내부 램 블록(총 2K 워드) 2. 64×32비트의 명령 캐시 3. 16M×32비트의 외부 확장 메모리 영역 (24비트 어드레스) 4. 마이크로프로세서 모드 및 마이크로컴퓨터 모드에서 서로 다른 메모리 5. 마이크로컴퓨터 모드에서 4가지의 부트 프로그램 로더 방식(boot ROM1, ROM2, ROM3, serial 부트)	TMS320C30에서는 4K 워드의 내부 ROM
명령어	1. 32비트 길이의 명령어, 32비트 길이의 데이터 2. 2개 또는 3개의 오퍼랜드를 가지는 명령어 3. ALU와 곱셈기를 사용하는 2개의 명령을 단일 사이클에 실행 4. 조건부 브랜치, call, return 명령어 및 지연 브랜치 명령어 5. 블록 반복 처리 명령어 6. 단일 사이클 분기가 가능한 zero-overhead 명령어 7. 멀티프로세싱을 위한 인터록 명령어	
내부 구조	1. 8개의 40/32비트 확장 정밀 레지스터 2. 8개의 32비트 보조 레지스터 3. 40/32비트 부동소수점 및 정수 연산 ALU 4. 40/32비트 부동소수점 및 정수 연산 곱셈기 5. 32비트 barrel shifter 6. 보조 레지스터와 보조 레지스터 연산기를 갖는 2개의 어드레스 발생기	
I/O	1. I/O와 CPU의 동작을 동시에 수행하기 위한 DMA 제어기 2. 2개의 32비트 타이머 3. 8/16/24/32비트 전송이 가능한 1개의 직렬 포트	TMS320C30에서는 2개의 직렬 포트

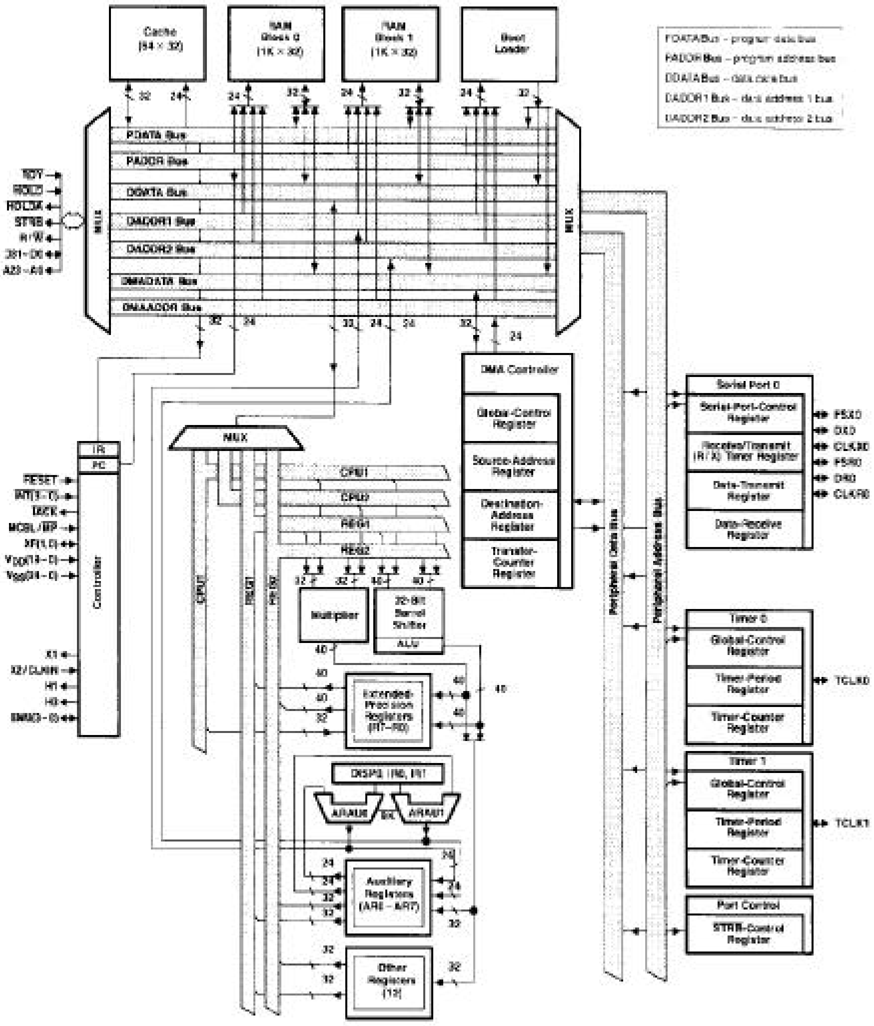


그림 5-1 TMS320C31**의 블록도**

Fig. 5-1 TMS320C31 block diagram

ting point Operations Per Second)가 된다.

실제 TMS320C31은 레지스터 중심구조로 되어 있어서 프로그램 카운터 (PC)를 제외하고도 모두 28개의 내부 레지스터를 가지고 있다. 이 레지스터들은 모두 ALU나 곱셈기와 밀접하게 관련되어 범용 레지스터로 사용될

표 5-2 TMS320C31의 레지스터

Table 5-2 TMS320C31 registers

레지스터 이름	기 능	길이(비트)
PC	program counter	32
R0	extended precision register 0	32 (부동 소수점 수를 표현할 경우에는 40)
R1	extended precision register 1	
R2	extended precision register 2	
R3	extended precision register 3	
R4	extended precision register 4	
R5	extended precision register 5	
R6	extended precision register 6	
R7	extended precision register 7	
AR0	auxiliary register 0	32
AR1	auxiliary register 1	
AR2	auxiliary register 2	
AR3	auxiliary register 3	
AR4	auxiliary register 4	
AR5	auxiliary register 5	
AR6	auxiliary register 6	
AR7	auxiliary register 7	
DP	data page pointer	32
IR0	index register 0	
IR1	index register 1	
BK	block size register	
SP	system stack pointer	
ST	status register	32
IE	CPU/DMA interrupt enable register	
IF	CPU interrupt flag register	
IOF	I/O flag register	
RS	repeat start address register	32
RE	repeat end address register	
RC	repeat counter	

수 있으며, 레지스터에 따라 각각 특별한 기능들을 갖는다. 표 5-2에 레지스터의 종류에 대해 나타내었다. 8개의 확장 정밀 레지스터(extended precision register)는 32비트의 정수와 40비트의 부동소수점 수에 대한 연산기능을 수행하고 저장하는 범용 레지스터이다. 그리고 8개의 32비트 보조 레지스터(auxiliary register)는 2개의 ARAU(Auxiliary Register Arithmetic Unit)를 사용하여 24비트의 번지를 생성함으로써 메모리 간접 지정을 수행하는 기본적인 기능 외에 반복 계수기나 범용 레지스터로 사용되기도 한다.

제 5.2 절 메모리 확장

전체 메모리 영역은 16M×32비트 워드이고, 여기에는 프로그램, 데이터, I/O 영역을 포함하는 memory-mapped I/O로 되어 있다. 그림 5-2에 전체 메모리 맵을 나타내었다. 이들 메모리는 크게 부트 로더 영역, 내부 램 영역, 내부 주변장치 영역, 외부 메모리 및 I/O 확장 영역 등으로 나눌 수 있다. 이 중에서 내부 램은 1K 워드의 램 블럭이 2개 내장되어 있다. 램 블럭 0은 809800H 809BFFH 번지에 위치하고, 램 블럭 1은 809C00H 809FFFH 번지에 위치한다. 내부 램은 프로그램 및 데이터 영역으로 사용할 수 있지만, 본 논문에 사용될 프로그램 및 데이터의 용량이 내부 메모리에 비해 크기 때문에 외부 확장 메모리를 사용하여 메모리 부족을 해결하였다. 이때 사용된 SRAM은 대만 UMC사의 611024 모델(삼성 KM681000과 등가모델)로 128K×8-bit 용량을 갖는다. 따라서 4개를 병렬 연결하여 32-bit, 128K 워드의 용량을 갖도록 확장하였다. 그림 5-3에 외부 확장 램의 연결 회로도를 나타내었다. 외부 확장 램을 제어하기 위한 어드레스는 PAL을 사용하여 820000h 번지로 지정하였고, /RW와 /RD신호 역시 PAL을 통해 입출력을 제어하였다. 이때 외부 메모리 영역을 제어하

기 위하여 $\overline{STRB}$ 신호와 조합하였다. 그림 5-4에는 범용 TMS320C31 DSP 칩이 장착된 보드에 램을 추가로 확장하여 만든 보드를 나타내었다.

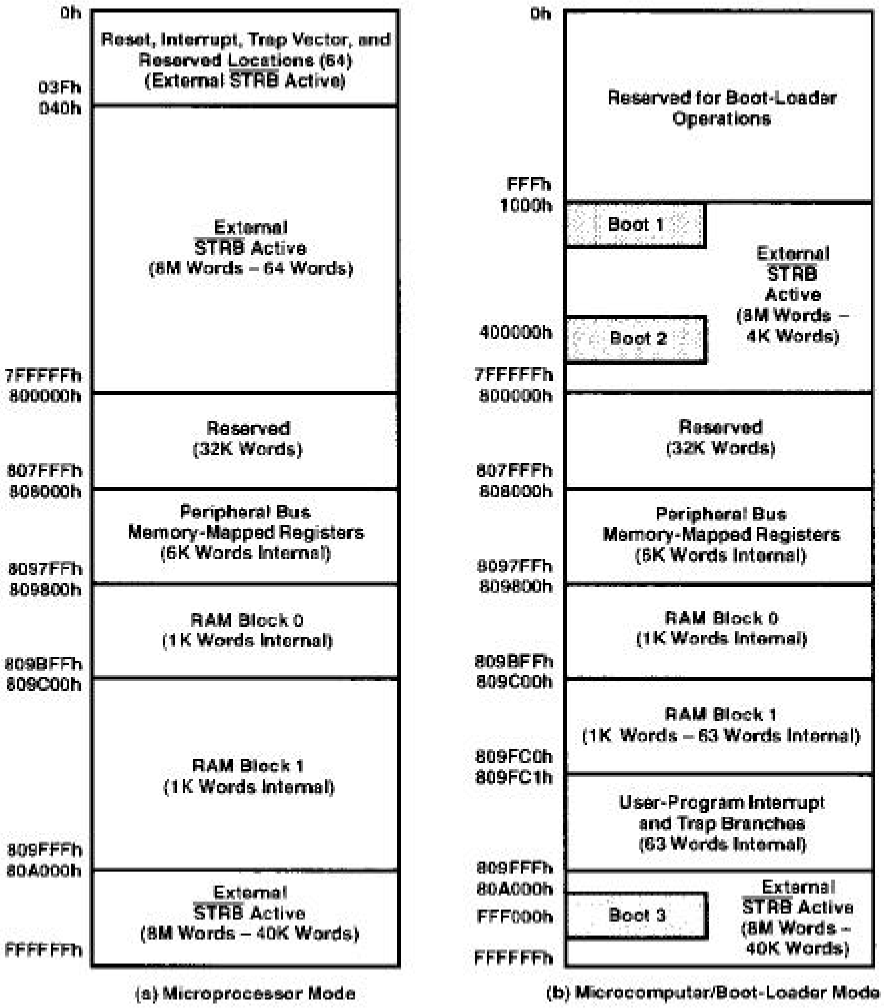


그림 5-2 TMS320C31 메모리 맵

Fig. 5-2 TMS320C31 memory map

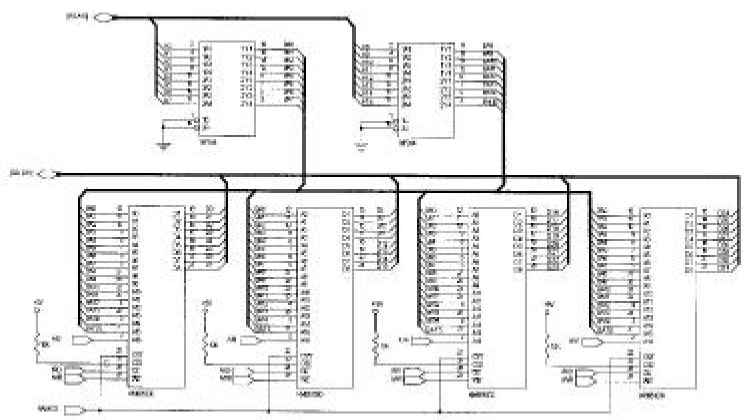


그림 5-3 **외부 확장 램 연결 회로**

Fig. 5-3 Extended RAM connection diagram

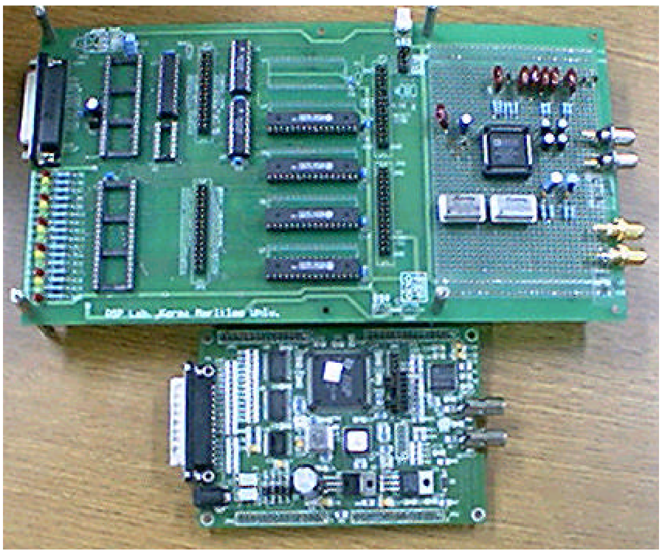


그림 5-4 **구현된 하드웨어**

Fig. 5-4 Implemented hardware

제 5.3 절 어셈블리 프로그램 작성

그림 5-5에 시뮬레이터 구성도를 나타내었다. 그림에 나타낸 것처럼, 시뮬레이터는 PC (Personal Computer), 범용 TMS320C31 DSP 칩이 장착된 보드, PAL, 외부 확장 램 등으로 구성되어 있다. 먼저, PC에서 데이터를 생성하여 DSP 칩으로 전송하면, 전송된 데이터가 DSP 칩 내부 메모리나 PAL에 의해 지정된 외부 확장 램에 저장되게 된다. DSP 칩에서는 이 데이터를 이용하여 빔 형성에 적합한 계수 벡터를 얻기 위한 연산을 수행하고, 수행된 결과 계수 벡터를 다시 PC로 전송을 한다. PC에서는 이 값을 이용하여 빔 패턴이나 성상도와 같은 결과를 display하는 작업을 수행한다.

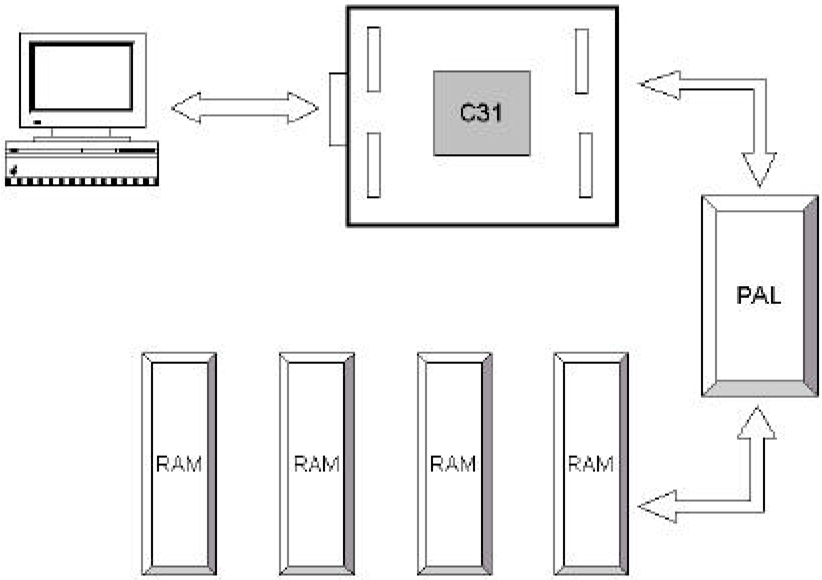


그림 5-5 시뮬레이터 구성도
Fig. 5-5 Simulator block diagram

시뮬레이터에서 TMS320C31 DSP 칩에 사용된 알고리즘의 플로우 차트를 그림 5-6에 나타내었다. 그리고 표 5-3에 안테나 수가 8개인 경우 각 부분별 계산량을 나타내었다.

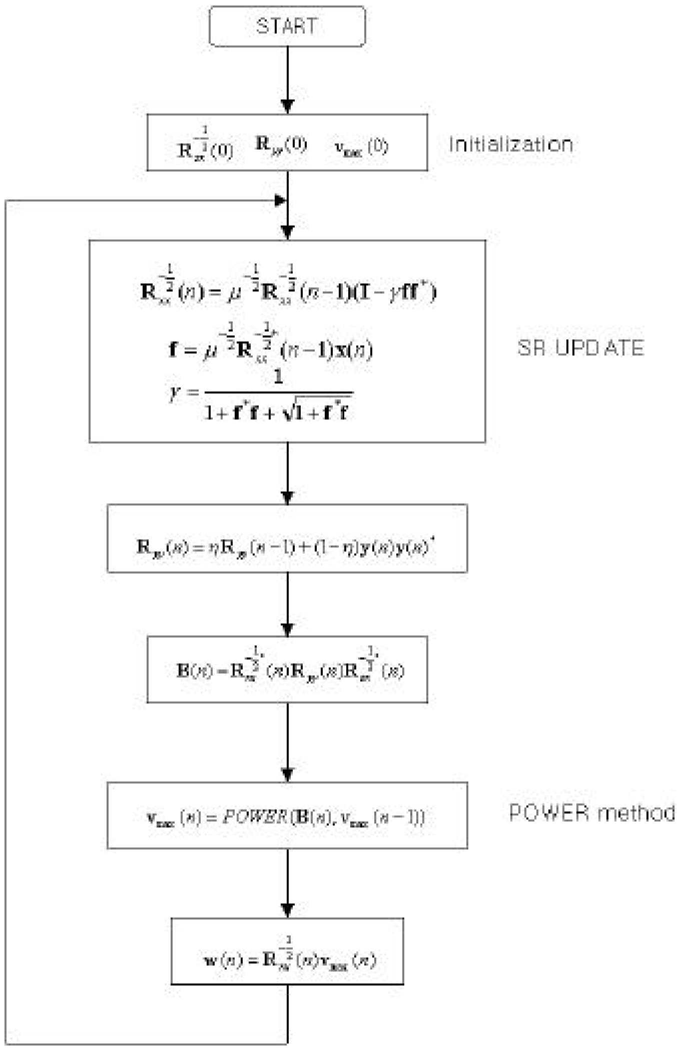


그림 5-6 플로우 차트

Fig. 5-6 Flow chart

표 5-3 프로그램 계산량

Table 5-3 Program complexity

	계 산 량(Cycle)	비 율(%)	계산시간(μsec)
역 수	45	-	0.0018
제곱근	52	-	0.00208
벡터 외적(복소수)	924	-	0.03695
벡터 내적(복소수)	165	-	0.0066
행렬 합(복소수)	45	-	0.0018
행렬 곱(복소수)	2659	-	0.10636
SR UPDATE(복소수)	525145	96.7777	21.0058
POWER method(복소수)	5648	1.0409	0.22592
기 타	2954	-	0.11816
계수 벡터 계산(복소수)	542630	100	21.7052

제 6 장 결 론

본 논문에서는 간섭 신호와 잡음 성분을 표현하는 행렬의 특성 변화에 강한 블라인드 적응 빔 형성기를 제안하였고, 그 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 고찰하였다. 제안된 방법은 빔 형성기 출력단에서의 신호 대 잡음비를 최대화하는 최적화 기준을 사용하였으며, 이때 간섭 신호 성분 행렬을 수신신호의 자기 상관 행렬과 수신신호 및 원하는 사용자의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호 사이의 상호 상관 행렬로부터 구하였다. 또한, 채널의 특성변화에 능동적으로 대처하기 위하여 적응 처리 기법을 적용하였다.

시뮬레이션 결과 빔 패턴에서는 원하는 신호가 30^o에서 입사되고 간섭 신호가 60^o, 150^o, 180^o에서 입사되는 경우에 가장 큰 신호의 값을 1로 정규화 했을 때, 간섭 신호의 입사 방향에 대해 CAB 알고리즘의 경우 약 0.76과 0.5 정도의 값을 가지지만 제안된 방법의 경우는 모두 0에 가까운 값을 갖는 것을 볼 수 있었다. 그리고 성상도에서는 기존의 방법에 비해 ±1 신호의 분리가 보다 정확히 이루어졌다. BER 측면에서는 입력 SNR이 2dB 이상인 경우에 대해 기존의 방법보다 낮은 BER 곡선을 나타내었다. 예를 들어, 10^{-3}의 에러확률을 얻기 위해서는 CAB 알고리즘과 LS-SCORE 알고리즘, 그리고 제안된 방법에서 각각 4.5dB, 4dB, 그리고 3.2dB의 입력 SNR이 요구된다. 그리고 계산량 측면에서는 안테나 수를 M이라고 했을 때, 곱셈부분에서 LS-SCORE 알고리즘이 $O(M^3)$, CAB 알고리즘이 $O(M)$, 그리고 제안된 방법은 $O(M^2)$이 된다. 따라서 제안된 방법은 성능이 우수하면서도 LS-SCORE 알고리즘보다 적은 계산량을 요구한다는 것을 알 수 있다.

또한, PC, Texas Instruments 사의 범용 TMS320C31 DSP 칩, PAL, 외

부 확장 램 등으로 구성된 시뮬레이터를 구현하여 실험을 하였다.

앞으로는 다양한 변조 기법을 이용한 컴퓨터 시뮬레이션이 이루어져야 할 것이며, 어셈블리 코드를 최적화하고 실시간 처리에 적합한 알고리즘의 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] B.D. Van Veen and K.M. Buckley,"Beamforming:A versatile approach to spatial filtering," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, Magazine*, pp.4-24, Apr. 1988.

[2] R.A. Monzingo and T.W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, New York, Willy, 1980.

[3] B. Ottersten and M. Viberg,"Analysis of Subspace Fitting Based Methods for Sensor Array Processing," in *Proc. ICASSP '89*, vol. **IV**, (Glasgow, Scotland), pp.2807-2810, 1989.

[4] M. Viberg and B. Ottersten,"Sensor Array Processing Based on Subspace Fitting," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-39(5), pp.1110-1121, May 1991.

[5] J.H. Winters, J. Salz, and R.D. Gitlin,"The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communication Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-41(4), pp.1740-1751, Apr. 1994.

[6] A.F. Naguib, A. Paulraj, and T. Kailath,"Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol.VT-43, no.3, pp.691-698, August 1994.

[7] J.R. Treichler and B.G. Agee,"A new approach to multipath correction of constant modulus signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol.ASSP-31, pp.459-472, Apr. 1983.

[8] J. Lundell and B. Widrow,“Application of the constant modulus adaptive beamformer to constant and non-constant modulus algorithms," in *Proc. 22nd Asilomar Conf. Sig. syst. Comput.*, Pacific Grove, CA, pp.432-436, Nov. 1987.

[9] J. Litva and T. K-Y. Lo, *Digital beamforming in wireless*

communications, Artech House, 1996.

[10] R. Ho, *Implimentation of cyclic beamforming techniques on mobile communication systems,* Master's thesis, McMaster University, 1994.

[11] Brian G. Agee, Stephan V. Schell, and W.A. Gardner,"Spectral self-coherence restoral: A new approach to blind adaptive signal extraction using antenna arrays," *Proc. IEEE,* vol.78, pp.753-767, Apr. 1990.

[12] Qiang Wu and Don Max Wong,"Blind adaptive beamforming for cyclostationary signals," *IEEE Trans. on Signal Processing.,* vol.44, pp.2757- 2767, Nov. 1996.

[13] R.O. Schmidt,"Multiple emitter location and signal parameter estimation," *Proceedings RADC Spectrum Estimation Workshop,* Griffiths AFB, Rome, NY, pp.243-258, 1979.

[14] R.O. Schmidt, *A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation*, Ph.D. dissertation, Stanford University, Stanford, CA, 1981.

[15] A. Paulraj, R. Roy, and T. Kailath,"Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques-ESPRIT," in *Conference Record, Nineteenth Asilomar Conference on Circurts, Systems, and Computers,* Monterey, CA, pp.83-89, Nov. 6-8, 1985.

[16] B. Widrow and S. Stern, *Adaptive Signal Processing,* Englewood Cliffs, NJ: Prectice-Hall, 1985.

[17] R.A. Monozingo and T.W. Miller,*Introduction to Adaptive Arrays.* Now York: John Wiley and Sons, 1980.

[18] W.A. Gardner,"Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals," *IEEE Acoust., Speech Signal Processing Mag.,* pp.14-36, Apr. 1991.

[19] W.A. Gardner, *Statistical Spectral Analysis: A Nonprobabilistic Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1988.

[20] O. L. Frost, **Ⅲ**."An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proc. IEEE*, vol.60, pp.926-935, Aug. 1972.

[21] H. Cox, R.M. Zeskind, and M.M. Owen,"Robust adaptive beam forming," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol.ASSP-35, pp.1365-1376, Oct. 1987.

[22] G.H.Golub and C.F.V. Loan, *Matrix Computations*, Baltimore and London: The John Hopkins University Press, second edition ed., 1989.

[23] A. F. Naguib, *Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks*, Master's thesis Stanford University, August 1996.

[24] **박상용**, **김기만**,"Cyclostationary **성질을 이용한 블라인드 어레이 빔 형성기**," **한국통신학회 논문지**, vol.24, No.5B, pp.989-995, Aug. 1999.

[25] **박상용**, **성하종**, **김기만**, **이충용**, **윤대희**,"Blind Array Beamformer using Cyclostationary Signal Property," **제** 2 **차 통신 전자 부문 학술대회**, pp.296-301, Sec. 1999.

[26] **박상용**, **김기만**,"**자기 상관성을 이용한 배열 빔 형성기의 성능 개선**," **군사과학기술학회 추계학술대회**, pp.530-534, Sec. 1998.

[27] **박상용**, **김기만**,"Cyclostationarity**를 이용한 원형 배열 빔 형성기**," **한국해양정보통신학회 추계종합학술대회**, pp.420-423, Nov. 1998.

[28] S.Y. Park, K.M. Kim,"An Adaptive Array Beamforming Technique using Cyclostationarity," *Proceeding of IEEE TENCON*, vol.**Ⅱ**, pp.1319-1322. Sec. 1999.

감사의 글

지난 대학원 생활동안 저에게 사랑으로 많은 가르침과 지도를 해주신 김기만 교수님께 진심으로 감사드립니다. 그리고 학부시절부터 지도해 주시고 지켜봐주신 김동일 교수님, 조형래 교수님, 강인호 교수님, 정지원 교수님, 민경식 교수님께도 감사드립니다.

실험실에서 함께 생활하며 따뜻한 정과 충고를 주신 김동현 선배님과 바쁘신 가운데도 많은 가르침을 주신 유형렬 선배님께 감사드립니다. 그리고 실험실에서 고락을 함께하며 많은 도움을 준 김준환, 노홍래, 오승수, 양인식님과 용주, 승용에게도 감사드립니다. 또한, 지금 군에서 열심히 생활하고 있을 윤동원 선배님과 친구 승환에게도 고마운 마음을 전합니다

대학 생활동안 함께 뛰고 구르던 동아리 선배님들, 친구 및 후배 여러분께도 감사드리며 지금 열심히 자신의 생활하고 있을 희영, 해옥, 정남, 하근 및 그 외 함께 대학생활을 해 온 모든 친구들에게도 고마운 마음을 전합니다.

끝으로, 언제나 믿음으로 묵묵히 지켜봐주시고 뒷바라지 해주신 부모님과 누님들, 그리고 막내 미애에게 깊이 감사드리며 이 작은 결실을 드립니다.