

이동형 위성 관제를 위한 위성 위치 파악 및 빔 성형 기법

The Technique of Satellite Tracking and Beam Forming for Mobile TT&C

이 윤 수 · 진 용 옥*

Yun-Soo Lee · Yong-Ohk Chinn*

요 약

본 논문은 이동 위성 관제 시스템을 위한 적응 배열 안테나 시스템에서 위성의 위치 파악과 빔 성형 기법에 관하여 서술한다. 이동시 위성 관제를 수행하려면 이동체에 대한 위성의 상대적 위치를 실시간적으로 파악하여 적응형 어레이 안테나 주 빔(main beam)을 위성으로 향하게 하여 위성 관제를 수행하여야 한다. 이를 위해서 고 해상도 전파 방향 탐지 알고리즘 중의 하나인 MUSIC(Multiple Source Identification) 알고리즘을 사용하였고, 이에 대한 성능 분석과 아울러 구현시 위상 변환기의 양자화에 따른 영향에 대하여 분석하였다. 본 논문은 위상 배열 안테나를 이용하여 이동 위성 관제 시스템을 구현할 수 있음을 보여줌으로써 국내의 이동 위성 관제 시스템을 개발에 중요한 자료가 될 수 있다.

Abstract

This paper describes the technique of satellite direction finding and main beam steering of the adaptive array antenna system which is used for mobile TT&C(Tracking Telemetry&Command) system. To be able to control the satellite on mobile vehicle while moving, the relative directional information of the satellite to the mobile vehicle is necessary to make main beam to the direction of satellite. To do this MUSIC, which is one of the super-resolution algorithm of wave direction finding, is used and then the performance analysis and quantization problem of phase shifter are addressed. This paper is valuable in the respect of showing feasibility of designing the mobile TT&C using adaptive array antenna system.

Key words : Satellite Tracking, Beam Forming, Mobile Satellite Control, Satellite, Array Antenna

I. 서 론

이동하면서 위성 관제 수행을 하기 위해서는 이동체의 급격한 이동에도 이를 보상할 수 있는 메카니즘이 필요하다.

통상적인 직경 5 m 이상의 파라볼라 안테나를 사용할 경우, 반 전력 빔 폭(HPBW: Half Power Beam Width)이 상당히 작아지기 때문에 이러한 각도를 유지하는 것이 거의 불가능해질 수 있지만, 능동형 어

레이 안테나 시스템은 다중 빔 구동 구조를 통하여 동시에 복수의 안테나에 대한 위성 관제 기능 및 거리 측정 기능을 수행할 수 있다. 이는 종래의 반사판형 안테나 시스템과 달리 신호 방향 탐지 및 이에 따른 위상 변환이 수백 msec 이내에 수행될 수 있기 때문에 이동체의 움직임에 따른 기계적인 추적이나 복수 위성을 제어하는 데 어레이 안테나 방향 자체를 조정할 필요가 없기 때문이다.

복수 위성에 대한 이동형 위성 관제를 수행하기

(주)유비즈플러스(UBIZPLUS)

*경희대학교 전파공학과(Dept. of Information and Communication, Kyunghee University)

· 논문 번호 : 20071002-109

· 수정완료일자 : 2007년 12월 3일

위해서는 우선 어레이 안테나로부터 위성의 위치가 정확하게 파악되어야 한다. 이러한 데이터를 통하여 독립적인 위상 변환기를 통하여 각각의 위성에 대한 빔 조향을 통하여 각 위성에 필요한 송, 수신 이득을 확보할 수 있다^{[1]-[4]}.

현재의 위상 변환기는 정확도가 제한적인 계단 형태의 정확도를 갖고 있기 때문에 측정된 위성 방향에 가장 근사한 수치로 양자화하여 위상 변환기를 제어할 수밖에 없다. 이러한 구조에서 저렴하게 시스템을 구현하는 방법은 위상 변환 수치를 look-up table로 처리하는 방법이다. 다시 말하면 그림 1에서 보는 바와 같이 ($M \times M$) 배열 안테나 시스템에서 디지털 신호 처리를 통해 신호의 방향 정보를 추출하고, 이를 기본으로 하여 이미 설정된 look-up table에서 필요한 위상 정보를 추출해낼 수 있다. 각각의 신호 처리 채널에는 주파수 하향기, 대역 통과 필터 (BPF: Band Pass Filter), 아날로그/디지털 변환기 (ADC)로 이루어지는 채널 장치가 요구되고 ($M \times M$)의 소자 배열은 RF상에서 위상 변환기를 통해 출력 y 를 생성하게 된다.

중앙 처리 장치를 통해 신호의 상관 관계가 계산되고, 이 상관값을 기본으로 MUSIC 알고리즘은 잡음 공간 고유 벡터를 이용하여 신호의 DOA를 산출한다. 중앙 처리 장치는 최종적으로 방향 정보인 θ_x, θ_y 를 출력하기 전에 출력 신호 레벨 $|y|$ 와 상관값 $R(0)$ 를 참조하여 θ_x, θ_y 값을 갱신할 것인지 아니면 이전 값을 유지할 것인지를 결정한다. 이렇게 출력된 θ_x, θ_y 값은 'Angle Transformation & Qua-

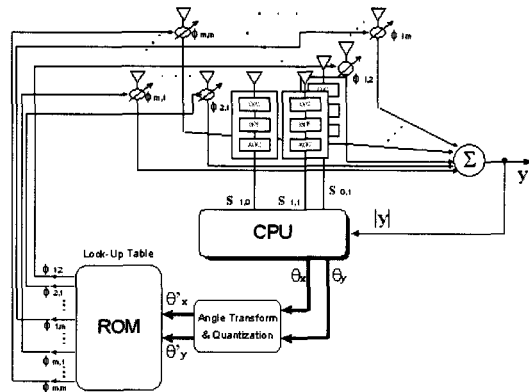


그림 1. $M \times M$ 배열 안테나 시스템의 블럭도
Fig. 1. System block model of $M \times M$ array antenna.

tization'을 통하여, 요구되는 방위각과 양각의 근사값으로 출력된다. 이 값은 최종적으로 ROM으로 구현된 도표(look-up table)에 의해 해당되는 방향의 위상 변환값 $\phi(1,1), \dots, \phi(m, m)$ 을 생성하게 된다. 어레이 안테나 element 수인 ($M \times M$)은 어레이 안테나에 필요한 이득 또는 유효 등방 방사 전력에 따라 설계된다.

위상 변환기를 목적으로 하는 위성에 대하여 주빔이 조향되도록 제어하기 위해서는 위성의 방향이 정확하게 탐지되어야 한다. 그 이후에 위상 변환기를 위성 방향에 따라 가중치를 조정하는 문제는 용이하다. 따라서 본 논문에서는 우선 위성에서 발사되는 통신 또는 pilot 신호를 이용하여 위성의 방향을 탐지할 수 있는 알고리즘에 대하여 설명하고 빔 성형 기법에 대해 서술한다^[5].

II. 고해상 위성 위치 측정 알고리즘

2.1 신호 모델

M 배열 소자에 수신된 신호들이 D 개의 신호들과 잡음들로 선형적인 조합을 이룬다면, 각 배열의 수신 신호들은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_M \end{bmatrix} = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_D)] \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ \vdots \\ F_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_M \end{bmatrix} \quad (1)$$

위의 식을 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$X = AF + W \quad (2)$$

단, $a(\theta_i)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a(\theta_i) = [e^{-j2\pi d_1 \sin \theta_i}, e^{-j2\pi d_2 \sin \theta_i}, \dots, e^{-j2\pi d_M \sin \theta_i}] \quad (3)$$

행렬 A 의 $a(\theta_i)$ 는 신호 수신 각을 나타내며, 행렬 W 는 의도된 신호에 추가되는 잡음을 나타낸다. A 를 다시 나타내면 다음과 같다.

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_D)] \\ = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) & \dots & a_1(\theta_D) \\ \vdots & & \vdots \\ a_M(\theta_1) & \dots & a_M(\theta_D) \end{bmatrix} \quad (4)$$

2-2 MUSIC (Multiple Signal Classification) 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 수신되는 신호의 방향을 탐지하기 위해 사용되는 알고리즘으로서 이를 이용해 도출된 신호의 방향을 이용해 빔 성형을 수행할 수 있다. MUSIC 알고리즘의 원리는 다음과 같다.

벡터 X 의 $M \times M$ 상관 행렬은

$$R = \overline{XX^T} = A \overline{FF^T} A^T + \overline{WW^T} \quad (5)$$

이고, 이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R = APA^T + \lambda_{\min} R_0 \quad (6)$$

이때 λ_{\min} 은 $|R - \lambda R_0| = 0$ 을 만족하는 최소값이다. 또한, 잡음 벡터 W 는 평균값 0과 분산 σ^2 를 가지므로 $\lambda_{\min} R_0 = \sigma^2 I$ 라고 나타낼 수 있다. 이때 σ^2 은 잡음 전력을 나타내고, I 는 identity 행렬을 나타낸다.

따라서,

$$R = APA^T + \sigma^2 I \quad (7)$$

라고 쓸 수 있다.

R 의 M 고유 벡터 $Re_i = \lambda_i R_0 e_i$, $i = 1, 2, \dots, M$ 을 만족해야 한다. $R = APA^T + \lambda_{\min} R_0$ 이므로 $APA^T e_i = (\lambda_i - \lambda_{\min}) R_0 e_i$ 가 된다. 따라서 λ_i 가 λ_{\min} 과 같다면, $APA^T e_i = 0$ 또는 $A^T e_i = 0$ 이 된다. 즉, λ_{\min} 을 가지는 고유 벡터는 신호 벡터 A 와 직교(orthogonality) 관계를 가진다.

만일 E_N 을 행이 N 잡음 고유 벡터를 가지는 $M \times M$ 행렬로 정의한다면, 방향 탐지 알고리즘 MUSIC은 다음과 같이 정의된다.

$$P_M(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^T E_N E_N^T a(\theta)} \quad (8)$$

만일 θ 값이 수신된 신호의 각도와 일치하게 되면, orthogonal 성질에 따라 $a(\theta)^T E_N E_N^T a(\theta)$ 는 0이 되고, 결국 $P_M(\theta)$ 는 큰 값을 가지게 된다.

III. 1-D 선형 배열과 2-D 선형 배열

3-1 1-D 선형 배열

그림 2는 3개의 배열 소자를 가지는 안테나를 그

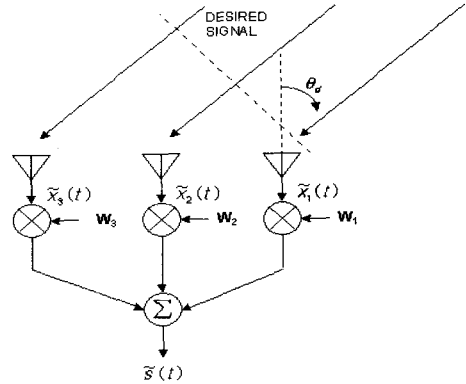


그림 2. 세 소자 배열

Fig. 2. Three element array.

린 것이다.

그림 2에서 보는 바와 같이 신호는 w_d 의 주파수를 가지고, 세 소자는 반파장만큼 떨어져 있는 상태이다. 각 신호 $x_j(t)$ 는 원하는 신호뿐만 아니라 잡음도 포함하고 있게 된다. 즉, 이러한 수신되는 신호를 식으로 나타내면 다음과 같다^[6].

$$\begin{aligned} x_1(t) &= d_1(t) + n_1(t) \\ x_2(t) &= d_2(t) + n_2(t) \\ x_3(t) &= d_3(t) + n_3(t) \end{aligned} \quad (9)$$

이 때 $d_j(t)$ 와 $n_j(t)$ 는 각각 원하는 신호와 잡음을 나타낸다. 또한, $d_1(t)$, $d_2(t)$, $d_3(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} d_1(t) &= A_d e^{j(\omega_d t + \phi_d)} \\ d_2(t) &= A_d e^{j(\omega_d t + \phi_d - \phi_d)} \\ d_3(t) &= A_d e^{j(\omega_d t + \phi_d - 2\phi_d)} \end{aligned} \quad (10)$$

A_d 는 원하는 신호의 크기를 나타내고, ϕ_d 는 소자 1에서의 반송 위상 각도를 나타내며 ϕ_d 는 소자 간의 위상 천이를 나타낸다.

또한, 소자간의 간격은 반파장으로 정의하였으므로, 다음과 같이 나타내어진다.

$$\phi_d = \pi \sin \theta_d \quad (11)$$

여기서 상관 행렬의 계산을 위해 행렬들을 정리해 보면, 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$X = X_d + X_n \quad (12)$$

$$X_d = \begin{bmatrix} d_1(t) \\ d_2(t) \\ d_3(t) \end{bmatrix} = A_d e^{j(\omega_d t + \phi_d)} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\phi_d} \\ e^{-2j\phi_d} \end{bmatrix}$$

$$= A_d e^{j(\omega_d t + \phi_d)} U_d \quad (13)$$

$$U_d = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\phi_d} \\ e^{-2j\phi_d} \end{bmatrix} \text{ and } X_n = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ n_3(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

이들을 이용한 상관 행렬은 다음과 같이 나타내어진다.

$$\Phi = E(X^* X^T) = E(X_d^* X_d^T) + E(X_n^* X_n^T) \quad (15)$$

각 항의 계산은 다음과 같다.

$$E(X_d^* X_d^T) = A_d^2 U_d^* U_d^T$$

$$= A_d^2 \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\phi_d} & e^{-2j\phi_d} \\ e^{j\phi_d} & 1 & e^{-j\phi_d} \\ e^{2j\phi_d} & e^{j\phi_d} & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$E(X_n^* X_n^T) = \sigma^2 I = \begin{bmatrix} \sigma^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma^2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

따라서 상관 행렬 Φ 는 다음과 같다.

$$\Phi = \begin{bmatrix} A_d^2 + \sigma^2 & A_d^2 e^{-j\phi_d} & A_d^2 e^{-2j\phi_d} \\ A_d^2 e^{j\phi_d} & A_d^2 + \sigma^2 & A_d^2 e^{-j\phi_d} \\ A_d^2 e^{2j\phi_d} & A_d^2 e^{j\phi_d} & A_d^2 + \sigma^2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

이를 이용하여 고유 벡터를 계산한다.

3-2 2-D 선형 배열

그림 3은 두 개의 각 축에 대해 세 개의 배열 소자를 가지는 안테나이다.

다섯 개의 소자는 각 축에 대해 반과장만큼 떨어져 있는 상태이다. 신호의 수신은 화살표로 표시되고, 이는 θ 의 고도각과 ϕ 의 방위각을 가진다. 이 신호는 X축 소자에 대해 u 의 각도로 수신되고, Y축 소자에 대해서는 v 의 각도로 수신된다.

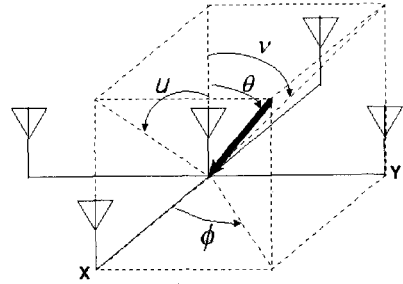


그림 3. 2-D 세 소자 배열
Fig. 3. 2-D three element array.

따라서 $\sin u = \sin \theta \cos \phi$, $\sin v = \sin \theta \sin \phi$ 로 각 각 표시될 수 있다. 즉, $u = \sin^{-1}(\sin \theta \cos \phi)$, $v = \sin^{-1}(\sin \theta \sin \phi)$ 로 나타내어진다. 이 식을 이용하여 1-D의 경우와 같이 각 축의 소자에 대한 고유 벡터를 구하고 다음 식으로서 방향을 알 수 있다.

$$P(\theta) = \frac{1}{a(u)^+ E_N E_N^+ a(u) + a(v)^+ E_N E_N^+ a(v)} \quad (19)$$

위에서도 보였듯이 θ 는 0도에서 90도의 범위를, ϕ 는 0도에서 360도까지의 범위를 갖는다.

본 연구에서는 이동형 위성 관제 시스템용 안테나 시스템으로서 결과적으로 이동체에 탑재되는 적응 배열 안테나를 고려하므로, 신호는 위성으로부터 LOS(Line Of Sight)로 수신되게 된다고 가정하므로, 방위각 ϕ 는 0도에서 360도의 범위를 갖게 될 것이나, 고도각 θ 는 위성으로부터 수신되는 각도이므로 지상망과의 간섭을 고려하여 대략 15도에서 90도 정도의 범위를 갖는 것으로 설계된다.

IV. 10-by-10 평면 배열 안테나를 이용한 위성 관제를 위한 빔 성형

4-1 10-by-10 평면 배열 안테나와 빔 성형

그림 4는 10-by-10 평면 배열 안테나를 나타낸 그림이다.

평면 배열 안테나는 원형 배열 안테나, 육각 평면 배열 안테나보다 더 날카로운 빔을 형성할 수 있다. 평면 배열 안테나의 일반적인 형태 중 하나는, 그림 4와 같이 한 축에 대해서 소자들의 간격이 일정하게 배치된 사각형 형태의 평면 배열 안테나이다. 따라

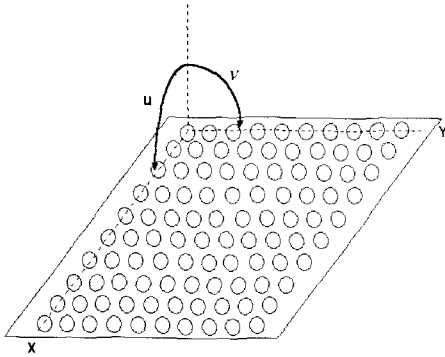


그림 4. 10-by-10 평면 배열 안테나
Fig. 4. 10-by-10 planar array antenna.

서, 각 축은 소자간 동일 간격을 갖는 선형 배열 안테나로 보여질 수 있다.

X축에 대한 선형 배열 안테나의 배열 팩터는 다음과 같이 주어진다.

$$F(u) = \sum_{k=0}^{K-1} A_k e^{j(xkd, \sin u + ka)} \quad (20)$$

단, $\sin u = \sin \theta \cos \phi$ 이고, $\{A_k e^{jka}\}$ 는 복소 가중치를 나타내며, K 는 소자의 개수를 나타낸다.

$x = \frac{2\pi}{\lambda}$ 이고, λ 는 파장의 길이를 나타내며, d 는 각 소자간의 거리로서, 본 연구에서 사용된 모든 배열 안테나의 소자간 거리는 $d=2/\lambda$ 를 가정한다.

또한, Y축에 대한 선형 배열 안테나의 배열 팩터는 다음과 같다.

$$F_2(v) = \sum_{l=0}^{L-1} B_l e^{j(xlh, \sin v + lb)} \quad (21)$$

단, $\sin v = \sin \theta \sin \phi$ 이고, $\{B_l e^{jlb}\}$ 는 복소 가중치를 나타내며, L 은 소자의 개수를 나타낸다. 따라서, 사각 평면 배열 안테나의 전체적인 배열 팩터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F(u, v) = F_1(u)F_2(v) \quad (22)$$

이러한 수식을 사용하여 빔 성형을 수행하게 되면, 안테나 빔은 θ_0 와 ϕ_0 의 방향으로 방사된다. 단, $\alpha = -x d \sin u_0$, $\beta = x d \sin v_0$ 이다.

위의 배열 팩터를 사용한 정규화된 빔 패턴은 다음과 같은 식으로 나타내어진다.

$$G(u, v) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{|F(u, v)|^2}{N^2} \right\} \quad (23)$$

단, N 은 소자의 전체 개수를 나타낸다.

이를 이용하여 빔 성형을 수행할 경우, 각 소자에 추가되는 가중치(weight)를 다음의 몇 가지 예에 대해 표로 작성하였다. 기준 소자는 X축과 Y축이 시작되는 지점의 소자로 가정하였다.

4-2 가중치의 양자화

알고리즘에 의해 추출된 신호의 수신 방향 정보는 양자화 과정을 거친다. 이는 그림 1에서 보인 $M \times M$ 배열 안테나 시스템의 블록도에서 ‘Angle Transformation & Quantization’ 부분에서 수행된다. 본 연구에서는 4 bit를 사용하여 양자화를 실행한다면, 그 방법은 다음과 같다.

양자화를 실행하지 않은 가중치의 범위는 -1부터 1 사이의 값을 가지게 된다. 이러한 값을 가지는 가중치에 $2^3 - 1 = 7$ 을 곱하고, 가장 가까운 정수 값을 취하도록 하면, 가중치의 범위는 -7부터 7 사이의 15개의 값을 가지게 된다. 이는 4 bit로 구현 가능한 범위이다. 이러한 방법으로 15가지의 값을 가지는 가중치를 다시 7로 나누어, -1부터 1 사이의 값을 가지도록 해준다. 이로써 가중치는 양자화되고, 이때의 양자화 스텝은 -1, -0.857, -0.714, -0.571, -0.429, -0.286, -0.143, 0, 0.143, 0.286, 0.429, 0.571, 0.714, 0.857, 1로써 15개의 값을 갖는다.

이를 이용하여 빔 성형을 수행할 경우에 각 소자에 추가되는 가중치를 다음의 몇 가지 예에 대해서 표로 작성하였다. 기준 소자는 앞의 경우처럼, X축과 Y축이 시작되는 지점의 소자로 가정하였다.

V. 시뮬레이션 및 결과

MUSIC 알고리즘을 이용한 신호의 수신 방향을 탐지하고, 이를 기반으로 빔 성형을 수행하였다. 이때 모델로 사용된 신호는 모두 20 [dB]을 가지도록 가정하였다. 시뮬레이션의 결과는 각각의 θ 값과 ϕ 값을 변화시켜 여러 경우에 대해 나타내었다. 또한, 시스템 구현시 제안된 방법으로 신호의 방향 탐지와 빔 성형을 수행하여 보였다. 마지막으로, 양자화된 가중치를 가지는 빔 성형을 수행하여 나타내었다.

신호 방향의 탐지는 3-by-3 적응 배열 안테나를 사용하였고, 빔 성형의 수행은 10-by-10 적응 배열 안테나를 사용하였다. 그림 5는 기본적인 신호 방향

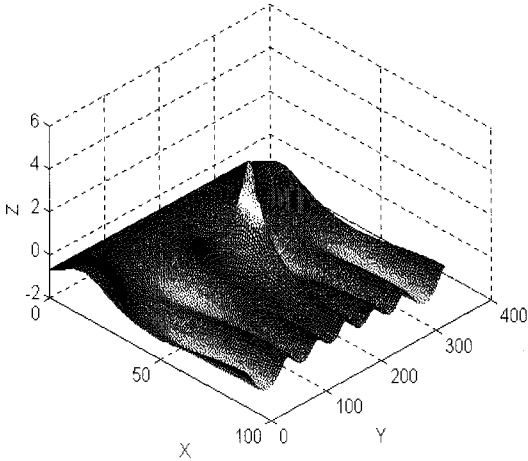


그림 5. 신호 방향 탐지 모델
Fig. 5. Detection model of signal direction.

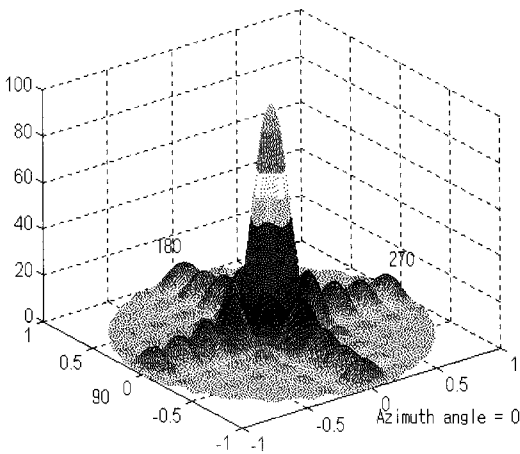


그림 6. 빔 성형 모델
Fig. 6. Beamforming model.

탐지 모델로서 수신각 $(\theta, \phi)=(50, 200)$ 을 가진다. x 축은 θ 로서 0° 부터 90° 의 범위를 나타내고, y 축은 ϕ 로서 0° 부터 360° 의 범위를 나타낸다. z 축은 logarithm으로 표시된다. 그림 6은 기본적인 빔 성형을 표시하고, 수신각 $(\theta, \phi)=(0, 0)$ 을 가진다. 고도각 ϕ 는 원점으로부터 바깥 방향으로 나타내어지고, 그 둘레는 방위각 θ 로 0° 부터 90° 의 범위를 갖는다.

5-1 1-D 3 소자 신호 방향 탐지

신호의 크기는 10으로 가정하고 잡음 전력은 5로 가정하여 SNR이 20 dB가 되도록 하였다. 또한, 기준 소자에 수신되는 신호의 각도 θ 는 70° 로 가정하였

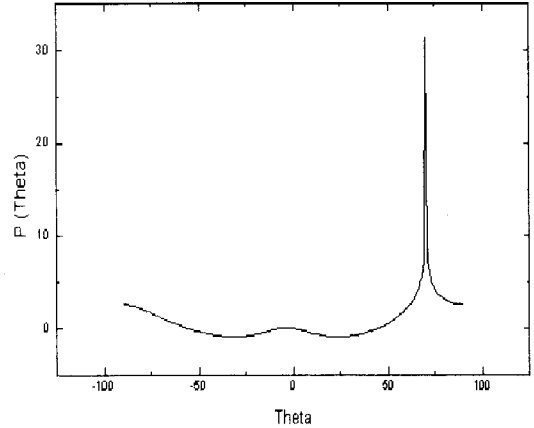


그림 7. 1-D 3 소자 신호 방향 탐지($\theta=70^\circ$)
Fig. 7. Detection of 1-D 3 element signal direction($\theta=70^\circ$).

다. 그림 7을 보면 알 수 있듯이 -90° 부터 90° 까지의 θ 값 중 70° 에서만 아주 높은 피크치를 나타내었다. 이로써 70° 에서 신호의 수신에 이루어졌음을 알 수 있다.

5-2 1-D 10 소자 빔 성형

1-D 3 소자 신호 방향 탐지와 동일한 신호 모델을 사용하여, 신호의 크기는 10이고, 잡음 전력은 5로서 SNR 환경은 20 dB이다. 기준 소자에 수신되는 신호의 수신 각은 30° 로 가정하였다. 그에 따른 선형 배열 안테나의 빔 패턴은 그림 8과 같다.

5-3 2-D 3 소자 신호 방향 탐지

1-D의 경우와 같은 신호 모델을 사용하여 크기 10

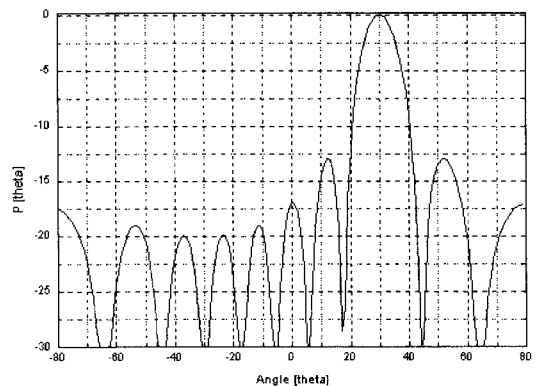


그림 8. 1-D 10 소자 빔 성형($\theta=30^\circ$)
Fig. 8. 1-D 10 element beamforming($\theta=30^\circ$).

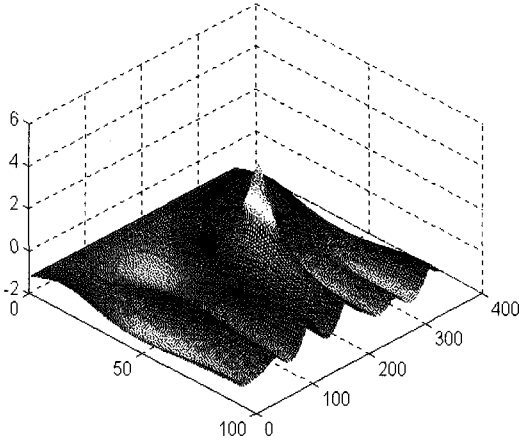


그림 9. 2-D 3 소자 신호 방향 탐지($\theta=50^\circ, \phi=200^\circ$)
 Fig. 9. Detection of 2-D 3 element signal direction($\theta=50^\circ, \phi=200^\circ$).

을 갖는 신호와 전력 5의 잡음을 가정하여 SNR이 20 dB이 되도록 하였다. 방위각 ϕ 는 200° , 고도각 θ 는 50° 로 가정하였다. 그림 9에서와 같이 θ 는 0부터 90° 까지, ϕ 는 0부터 360° 까지의 범위를 갖는다.

5.4 시스템 구현시 2-D 3 소자 신호 방향 탐지

2-D 세 소자 신호 방향 탐지와 같은 신호 모델과 SNR은 20 dB을 갖도록 하였다. 고도각 θ 는 4° 의 간격으로 29° 부터 61° 까지 탐지하고, 방위각 ϕ 는 역시 4° 의 간격으로 0° 부터 360° 까지 탐지하였다. 따라서 θ 는 9개의 값을 가지고 ϕ 는 90개의 값을 가지게 된다. 그림 10에서 시스템 구현의 용이함과 동시에 알고리즘의 수행에 아무런 문제가 없음을 알 수 있다. 신호 방향은 θ 는 49° , ϕ 는 200° 로 탐지되었다.

5.5 10-by-10 소자 빔 성형

2-D 신호 방향 탐지 결과를 이용하여 빔 성형을 수행하였다. 마찬가지로 θ 는 0부터 90° 의 범위를, ϕ 는 0부터 360° 의 범위를 갖는다. 그림 11는 수신각도 θ 는 50° , ϕ 는 200° 를 갖는 빔 성형을 나타낸다. 배열의 개수는 10-by-10으로 설정하였다.

5.6 시스템 구현시 10-by-10 소자 빔 성형

실제 시스템 구현시 사용된 신호 탐지에 의해 도출되어진 각도 $\theta=49^\circ$ 와 $\phi=200^\circ$ 를 이용하여 빔 성형을 수행하였다. 신호 방향 탐지와 마찬가지로 θ

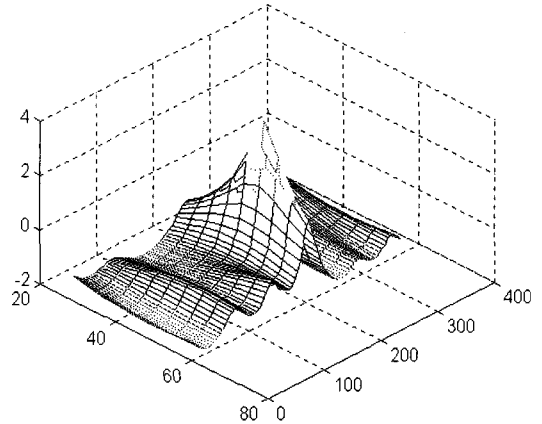


그림 10. 시스템 구현시 2-D 3 소자 신호 방향 탐지($\theta=49^\circ, \phi=200^\circ$)
 Fig. 10. Detection of 2-D 3 element signal direction for system realization($\theta=49^\circ, \phi=200^\circ$).

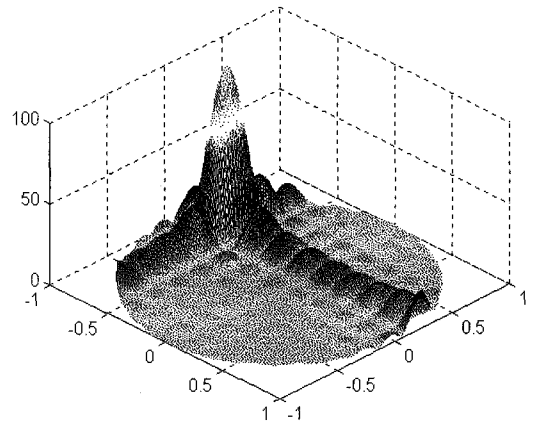


그림 11. 10-by-10 소자 빔 성형($\theta=50^\circ, \phi=200^\circ$)
 Fig. 11. 10-by-10 element beamforming($\theta=50^\circ, \phi=200^\circ$).

는 4° 간격으로 29° 부터 61° 까지의 범위를, ϕ 는 4° 간격으로 0° 부터 360° 까지의 범위를 갖는다. 그림 12에서도 알 수 있듯이 MUSIC 알고리즘의 수행에는 아무런 문제가 없음을 알 수 있다.

그림 13은 $\theta=35^\circ, \phi=100^\circ$ 의 수신각을 가지는 신호에 대한 빔 성형을 나타낸 그림이고, 그림 18은 같은 각도로 수신되는 신호에 대해 수신 탐지 범위를 축소하여 빔 성형한 결과를 나타낸다. 그림 19은 $\theta=55^\circ, \phi=152^\circ$ 의 수신각을 가지는 신호의 빔 성형이고, 그림 20은 같은 수신각에 대해 수신 탐지 범위를 축소한 빔 성형의 결과이다.

5.7 양자화 된 가중치를 사용한 빔 성형

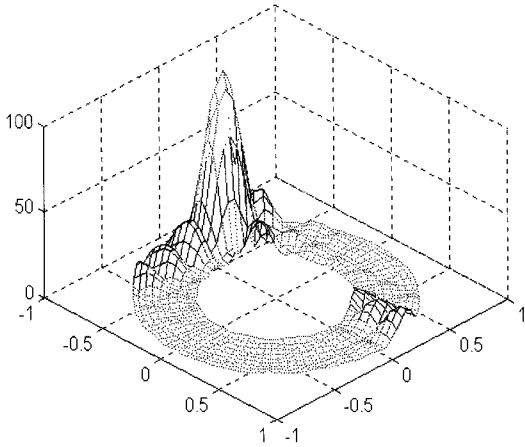


그림 12. 시스템 구현시의 10-by-10 소자 빔 성형($\theta=49^\circ, \phi=200^\circ$)
 Fig. 12. Beamforming of 10 by 10 element for system realization($\theta=49^\circ, \phi=200^\circ$).

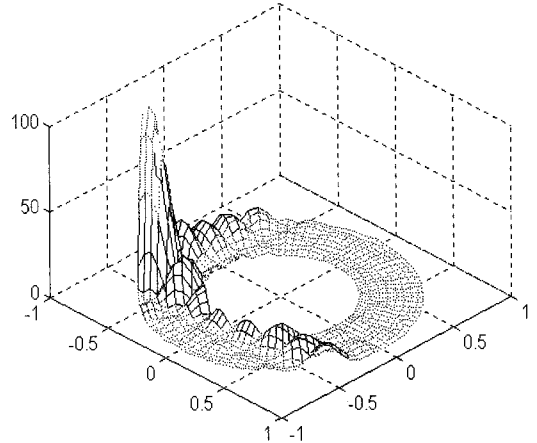


그림 14. 근사 빔 성형($\theta=49^\circ, \phi=200^\circ$)
 Fig. 14. An approximate beamforming($\theta=49^\circ, \phi=200^\circ$).

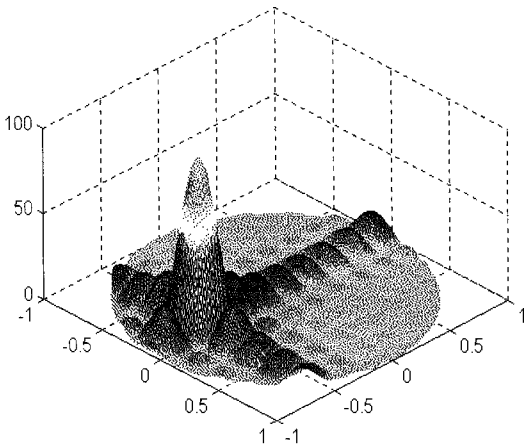


그림 13. 빔 성형($\theta=35^\circ, \phi=100^\circ$)
 Fig. 13. Beamforming($\theta=35^\circ, \phi=100^\circ$).

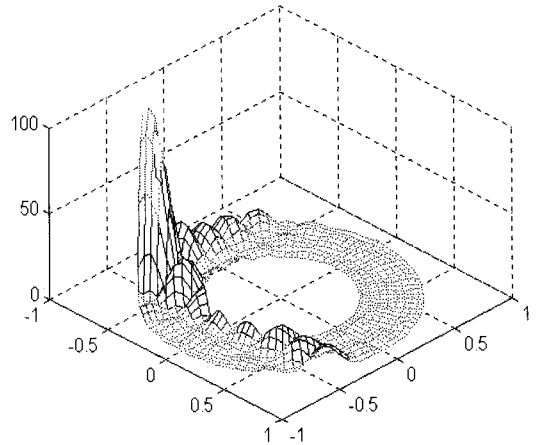


그림 15. 근사 빔 성형($\theta=37^\circ, \phi=100^\circ$)
 Fig. 15. An approximate beamforming($\theta=37^\circ, \phi=100^\circ$).

앞의 시뮬레이션 결과로 보인 탐지된 각도들을 가지고, 양자화 되기 전의 근사 빔 성형과 양자화 된 후의 근사 빔 성형을 보인다. 이는 빔 형성시 각도의 이격을 증가시킨 결과와 가중치의 양자화 결과를 모두 수행한 시뮬레이션 결과이다.

그림 14는 앞에서 보인 시스템 구현시의 빔 성형 결과이나, 양자화를 실행하지 않았을 때를 나타내고, 그림 15는 양자화를 실행한 시스템 구현시의 빔 성형 결과를 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이, 성능 면에서 거의 차이가 없어 알고리즘이 올바르게 동작함을 알 수 있다.

따라서, 'Angle Transformation' 과정과 'Quantization'을 수행하여도 성능의 저하는 발생하지 않음을 알 수 있다.

VI. 결 론

이동형 위성 관제에 있어서 안테나 시스템은 시스템의 성능을 결정짓는 중요한 요소이기 때문에 여러 가지 다른 기술적 요소보다 우선적으로 고려되어야 한다.

이동형 위성 관제 시스템 안테나 시스템으로서 종래의 방식인 reflector형 안테나 시스템을 고려할 수 있다. 이는 현재 고정형 위성 관제 시스템을 소형화

최적화 하여 이동체에 탑재할 수 있도록 시스템을 개발하는 문제로 요약될 수 있다. 따라서 이동체 탑재가 가능하도록 비교적 작은 직경을 갖는 안테나 시스템과 여러 가지 구조적인 흔들림을 고려하여 경량화 된 안테나 시스템 개발이 필수적이다. 이렇게 안테나 직경의 소형화에 따른 송, 수신 신호 상의 보상은 보다 높은 전력의 HPA와 고감도 LNA로 해결할 수 있다. 아울러 상당한 분량의 위성 관제 S/W도 필요한 기능만을 최적화 시켜 구성할 경우, reflector형 이동형 관제 시스템을 구축하는 데는 별 문제가 없을 것으로 판단된다.

그러나 차세대 이동형 위성 관제 시스템이 복수의 위성을 동시에 제어할 수 있고, 이동 중에도 위성을 제어할 수 있어야 한다는 2가지 시스템 요구 사항이 있다면 종래의 반사판형 안테나 시스템으로는 불가능한 것으로 판단된다. 첫 번째 이동 중에 위성을 제어하기 위해서는 위성이 항상 HPBW(Half Power Beam Width)내에 존재하여야 하는데, 본문에서 언급한 바와 같이 비포장 도로는 이동 중에서는 기술적으로 불가능한 것으로 판단된다. 두 번째 요구 조건으로 동시에 여러 위성에 대한 관제 기능은 reflector형 안테나 시스템 특성상 불가능한 것으로 판단된다. 따라서 이러한 두 가지 요구 조건을 만족하고 차세대 진보하는 여러 기술을 수용하여 군사 기술과 시너지 효과를 갖추기 위해서는 능동형 위상 배열 안테나 시스템이 적합한 것으로 판단된다.

결론적으로 여러 위성을 동시에 제어하기 위해서는 현재 제어 대상의 모든 위성의 방향을 탐지하여야 한다. 여러 가지 알고리즘이 존재하는 데 LOS가 확보된 공간에서는 MUSIC 알고리즘에 의해 위성의 방향을 수백 msec 내에 위성을 방향을 정확하게 탐지할 수 있고, 이를 근간으로 위상 변환기를 조정하여 위성의 방향으로 메인 빔을 조향할 수 있다. 본 논문의 연구 결과를 토대로 차세대 이동 위성 관제 시스템 설계에 활용될 수 있을 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

[1] N. C. Karmakar, M. E. Bialkowski, "A beam-forming network for a circular switched-beam phase array antenna", *IEEE Microwave Wireless Comp.*

Let., vol. 11, no. 1, pp. 7-9, Jan. 2001.

[2] P. V. Brennan, "Low cost phased array antenna for land-mobile satcom application", *IEEE Proc.*, vol. 138, Pt. H, no. 2, pp. 131-136, Apr. 1991.

[3] M. Krairiksh, P. Ngamjanyaporn, and C. Kessuwan, "A flat four-beam compact phased array antenna", *IEEE Microwave Wireless Comp. Let.*, vol. 12, no. 5, pp.184-186, May 2002.

[4] M. E. Bialkowski, N. C. Karmakar, "A Two-ring circular phased-array antenna for mobile satellite communication", *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 41, no. 3, pp. 14-23, Jun. 1999.

[5] P. M. Woodward, J. D. Lawson, "The theoretical precision with which an arbitrary radiation pattern may be obtained from a source of a finite size", *IEE Journal*, vol. 37, pp. 363-370, Sep. 1948.

[6] T. T. Talyor, "Design of line source antennas for narrow beam width and low side lobes", *IRE Transactions on Antennas and Propagat.*, vol. 3, no. 1, pp. 16-28, Jan. 1955.

[7] H. G. Hoang, H. D. Tuan, B. Vo, and H. H. Kha, "Beam pattern synthesis for large symmetric arrays with bounds on sidelobe and mainlobe levels", *IEEE Asia Pacific Conference on Comm.*, pp. 1014-1018, Oct. 2005.

[8] A. Trastoy, F. Ares, "Phase only synthesis of continuous linear aperture distribution patterns with asymmetric side lobes", *IEE Electronics Letters*, vol. 34, issue 20, pp. 1916-1917, Oct. 1998.

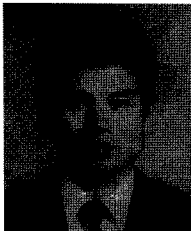
[9] K. N. Chee, M. Ismail, B. M. Ali, S. Khatun, and S. S. Jamuar, "Impact of inter cell interference on capacity in the joint multiple access(CDMA and SDMA) system", *IEEE Asia Pacific Conference on Comm.*, pp. 435-439, Oct. 2005.

[10] C. A. Balanis, *Antennas Theory, analysis and Design*, Wiley, 2nd Ed., pp. 620-630, 1997.

[11] X. H. Shen, P. Delmotte, and G. A. E. Vandenbosch, "Effect of superstrate on radiated field of probe fed microstrip patch antenna", *IEE Proc. Microwave Antennas Propagation*, vol. 148, no. 3, Jun. 2001.

- [12] W. K. Choi et al., "A high-gain microstrip patch array antenna using a superstrate layer", *ETRI Journal*, vol. 25, no. 5, pp. 407-411, Oct. 2003.
- [13] H. Y. Yang, N. G. Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstrates", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, pp. 860-863, Jul. 1987.
- [14] H. Yagi, "Beam transmission of ultra short waves", *Proc. IEEE*, vol. 72, no. 5, pp. 634-645, May 1984.
- [15] S. P. Skobelev, S. Y. Eom, and H. K. Park, "Shaping of flat-topped element patterns in a planar array of circular waveguides using a multilayered disk structure: Part i-theory and numerical modeling", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, pp. 1040-1047, May 2003.
- [16] S. Y. Eom et al., "Shaping of flat-topped element patterns in a planar array of circular waveguides using a multilayered disk structure: Part II-experimental study and comparison", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, pp. 1048-1053, May 2003.

이 윤 수



1982년 2월: 원광대학교 전자공학과 (공학사)
 2007년 11월: 경희대학교 전자공학과 박사과정
 2007년 11월~현재: (주)유비즈플러스 기술개발 사업본부장
 [주 관심분야] 위성통신, 방송분야,

RF 전파이용 생체신호 측정분야연구 등

진 용 옥



1981년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학박사)
 1979년~ 2007년 현재: 경희대학교 전자공학과 교수
 1993년~1994년: 한국음향학회 회장
 1993년~현재: (사)한국정보통신기술인협회 부회장

1993년~현재: 한국방송학회 회원
 1993년~현재: 한국음성과학회 회원/고문
 1996년~현재: 한국음향학회 명예회장
 1996년~현재: 통신위성 우주산업 연구회 이사
 1998년~현재: 전자 공학회 회원/평의원
 (저서) 봉화에서 텔레파시까지(1997)/지성사
 통신시스템 이론과 원리(1985)/희중당
 [주 관심분야] 통신, 방송 정음