

위성통신 능동 위상배열 안테나에서 주파수 스캔 효과로 발생하는 빔 지향 오차의 보상

Correction of Beam Direction Error caused by Frequency Scan Effect in Active Phased Array Antenna for Satellite Communications

전 순 익 · 오 승 엽*

Soon-Ik Jeon · Seung-Hyeub Oh*

요 약

본 논문에서는 위성통신용 능동 위상배열 안테나에서 주파수 스캔 효과에 의하여 발생하는 안테나 빔 패턴의 지향 오차를 보상하는 방법을 제안한다. 능동 위상배열 안테나가 두 개의 빔 패턴을 위하여 두 개의 배열이 직렬 연결되고 배열 수가 비대칭인 경우에, 두 빔의 적용 주파수가 다르고 주파수 간격이 크며 빔 폭이 좁고 스캔 각이 크면 안테나는 주파수 스캔 효과에 의해 빔 지향 오차가 발생한다. 제안되는 수식을 사용하면, 빔 지향 오차 각을 예측하여 계산할 수 있으며 이를 보상하는 능동 위상배열 안테나의 위상제어 값을 계산할 수 있다. 본 논문에서는 첫째 층 32×4 배열과 둘째 층 4×2 배열 구조로부터 두 개의 안테나 빔을 가지고, 7.25 GHz ~7.75 GHz 주파수 대역에서 두 빔의 주파수 편차가 최대 500 MHz(6.7 %)이며, 주파수 스캔 범위가 0° ~±35° 이고, 35.6 dBi 이득과 2.2° 의 3 dB 빔 폭을 가지는 능동 위상배열 안테나 시스템을 제작하고, 주파수 스캔 효과에 의한 빔 지향 오차를 제안된 방법의 적용 전과 적용 후에 측정 비교하였다. 주파수 스캔 효과에 의한 빔 지향 오차는 보상 전에 최대 2.5° 였으나, 보상 후에는 최대 0.2° 오차로 감소하였다. 제안된 보상으로 안테나 시스템은 7 dB 신호감쇄가 보상되었다. 제안된 보상으로 능동 위상배열 안테나는 통신을 위한 목표 위성을 정확하게 지향할 수 있다.

Abstract

In this paper, the correction method of antenna beam direction errors is introduced which caused by frequency scan effect in active phased array antenna for satellite communications. The antenna makes the beam directional error from frequency scan effect when it has dual beam array structure with asymmetrical series connection, their frequencies are different and far from each other, their 3dB beamwidth is narrow, and scan range is wide. By proposed equations, estimated beam direction error angles can be calculated and active phase shifter control values also can be calculated to compensate them. In this paper, the active phased array antenna system was fabricated to measure beam direction errors both before and after correction, which has dual beam from 32×4 main level array and 4×2 second level array, frequency deviation 500 MHz max.(6.7 %) at 7.25 GHz~7.75 GHz ranges, 0° ~±35° scan ranges, and 35.6 dBi gain with 2.2° 3 dB beam width. Its beam direction error by frequency scan effect which was 2.5° max., was reduced to 0.2° max. after correction. This was 7 dB improvement of signal loss. The active phased array antenna can accurately track the target satellite for communications by this proposed correction method.

Key words : Beam Direction Error, Frequency Scan Effect, Active Phased Array Antenna

한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunication Research Institute)

*충남대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20030106-003

· 수정완료일자 : 2003년 2월 14일

I. 서 론

능동 위상배열 안테나(Active Phased array Antenna)에서 각 배열·요소(Array Element)간 기울어진 입사전파에 대한 위상지연(Phase Delay)은 파장의 함수이므로, 적용하는 주파수가 다르면 다른 위상지연 값을 갖는다. 따라서 능동 위상배열 안테나의 빔 패턴(Beam Pattern)을 스캔(Scan)하기 위해 위상 변위기(Phase Shifter)에 위상지연 보상 값을 할당하는 경우에도, 빔 패턴은 다른 주파수에서 다른 지향 방향을 가진다^[1].

위성통신용 안테나는 통신하는 주파수 대역 내에서 빔 패턴이 동일한 지향 방향을 가져야 한다. 그러나 위성통신용 능동 위상배열 안테나는 주파수 스캔 효과(Frequency Scan Effect)에 의한 지향 오차를 가질 수 있다. 위성통신용 안테나가 두 개의 빔 패턴을 가지는 이중 배열 구조에서, 두 빔이 다른 주파수에서 동작하면, 두 빔의 지향 방향이 원하는 방향에 대해 서로 다른 지향 방향을 갖는 오류가 발생할 수 있다.

본 논문에서는 이동체에 탑재하여 정지위성을 추적하고 위성통신을 수행하는 능동 위상배열 안테나에서 통신을 위한 주 빔(Main Beam)과 위성신호 추적을 위한 추적 빔(Tracking Beam)을 가지며 두 개의 빔이 서로 다른 주파수에서 동작하여 주파수 스캔 효과에 의해 안테나 빔 패턴의 지향 오차가 발생하는 경우에 이를 보상하는 방법을 제안한다.

그림 1은 추적 빔과 주파수 스캔 효과에 의한 빔 지향 방향 오차를 설명한다. 일반적으로 안테나를

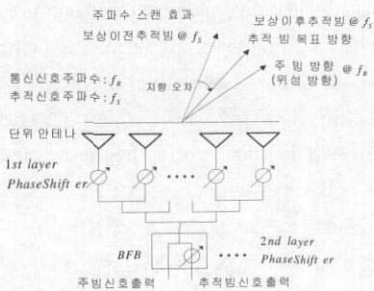


그림 1. 추적 빔과 주파수 스캔 효과에 의한 빔 지향 방향 오차
Fig. 1. The tracking beam and its beam direction error by frequency scan effect.

통신 주파수에 우선 적용하여 위상 제어하면 위상 배열 안테나의 주 빔 방향은 목표로 하는 위성을 바라보지만, 다른 주파수가 적용되는 추적 빔은 주파수 스캔 효과에 의해 의도한 추적 빔 목표 방향과 지향 오차 각 만큼의 다른 방향을 바라보게 된다.

본 논문에서 안테나 구조는 주 빔과 추적 빔을 만들기 위한 두께 층(Layer)의 빔 제어 구조를 가진다. 주 빔은 위성통신 신호를 수신하고, 추적 빔은 다른 주파수에서 위성 추적 신호를 수신한다. 안테나 추적 빔은 위성 추적을 목적으로 주 빔의 주위 영역을 지향한다. 추적 빔이 수신한 신호 세기를 비교하여 안테나는 위성 방향을 판단한다^[2].

안테나는 직렬 구조에서 둘째 층의 위상제어 소자가 첫째 층의 제어소자에 비교하여 적은 수량을 갖는 비대칭 구조를 가진다. 직렬 비대칭 배열 이중 빔 안테나 배열 구조는 그림 2와 같다. 그림 2의 구조에서 제안되는 수식을 사용하면 주파수 스캔 효과에 의한 빔 지향 오차 각을 예측하여 계산할 수 있으며, 이를 보상하는 능동 위상배열 안테나의 위상제어 값을 계산할 수 있다.

본 논문에서 제작된 안테나는 첫째 층이 $M \times N = 32 \times 4$ 이차원 배열이며 총 128개 소자를 가진다. 위성신호 추적용 추적 빔을 만드는 둘째 층은 $G \times H = 4 \times 2$ 이차원 배열이며 총 8개 소자를 가진다. 첫째 층 소자들은 8×2 배열마다 둘째 층 1개 소자가 연결된다. 두 층간 직렬 연결 구조에서 첫째 층 소자에 비교하여 둘째 층은 1/16배로 적은 비대칭 배열 구조를 가진다^[3].

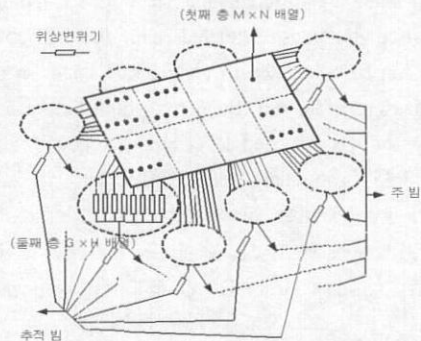


그림 2. 직렬 비대칭 배열 이중 빔 안테나 배열 구조
Fig. 2. The dual beam antenna array structure with asymmetrical series array.

본 논문에서의 해결하려는 주파수 스캔에 의한 오차는, 고전적인 다중 빔 배열(Multi-Beam Array) 구조에서는 심각하지 않다. 고전적인 구조에는 대칭적 직렬 다중 배열과 병렬 다중 배열이 있다. 대칭적인 직렬 다중 배열은, 각각의 빔을 위한 배열 및 각 배열에서의 위상제어 소자의 수가 각 층에서 동일하다. 따라서 다른 주파수에서 동작하는 상위 층의 배열에 할당되는 위상제어 값들 1:1 직렬 구조에서 손 쉽게 보상에 주기 때문에 주파수 스캔 효과를 상쇄할 수 있다. 그리고 병렬 다중 배열에서도 각각의 빔을 위한 배열 및 각 배열에서의 위상제어 소자의 수가 동일하며, 각각의 배열이 안테나 급전에 서부터 구조적으로 이미 상호간 독립된 구조를 가지기 때문에 동작 주파수가 상호 독립되어 있다. 따라서 한 개의 빔이 자신만의 주파수에서 동작하도록 위상제어 값을 계산하여 배열 소자에 할당하면 되며, 이 경우에는 명백히 주파수 스캔 효과가 발생하지 않는다^[4].

II. 배열 안테나 표현식

먼저 능동 위상배열 안테나의 일반 구조를 사용하여 빔 패턴과 위상제어 값을 표현하는 방식을 설명한다. 그림 3은 지향 방향이 θ_o, ϕ_o 인 $M \times N$ 배열 이차원 능동 위상배열 안테나의 일반 구조이다.

그림 배열에서 단위 안테나(Elementary Antenna) 패턴이 $F_o(\theta, \phi)$ 이고, x 방향 M 개 배열 간의 거리는 d_x 이며, y 방향 N 개 배열 간의 거리는 d_y 인 경우에 안테나 빔 패턴은 다음의 식으로 표현된다.

$$F(\theta, \phi, \theta_o, \phi_o) = F_o(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{m=0}^{M-1} e^{j(kmd_x u + knd_y v) - \Psi_{mn}} \right) \quad (1)$$

여기서, $u = \sin \theta \cos \phi$ 이며, $v = \sin \theta \sin \phi$ 이며 u, v 좌표로 표현할 수 있다^[5]. k 는 전파상수(Propagation Constant)이며, Ψ_{mn} 은 x방향 m 번째와 y 방향 n 번째 배열소자의 빔 지향 위상제어 값이다.

위상제어 값 Ψ_{mn} 은 정의에 의해 θ_o, ϕ_o 방향으로 입사하는 전파의 지연에 대한 보상 값이며, 그 방향에서 빔 패턴이 최대가 되는 값이다. 따라서 식 (1)의 Ψ_{mn} 은 다음의 값을 가져야 한다.

$$\Psi_{mn} = kmd_x u_o + knd_y v_o \quad (2)$$

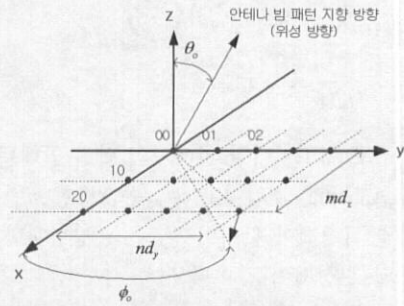


그림 3. $M \times N$ 배열 이차원 위상 배열
Fig. 3. The two dimensional phased array by $M \times N$ array.

여기서, $u_o = \sin \theta_o \cos \phi_o$ 이며, $v_o = \sin \theta_o \sin \phi_o$ 이다.

그런데 안테나 빔 패턴은, 그림 4와 같이 삼차원 구좌표를 이차원 u, v 좌표에 투영(Projection)하고, 각각의 u 평면과 v 평면에 일차원 투영하는 방법으로도 표현할 수도 있다. 따라서 빔 패턴 식 (1)은 $\phi = 0^\circ$ 인 x방향 일차원 M 개 배열과 $\phi = 90^\circ$ 인 y 방향 N 개 배열의 독립적인 빔 패턴 식으로 표현할 수 있다. 이때 θ_o 는 x방향에서 θ_{ox} 와 y 방향에서 θ_{oy} 의 분해된 값을 가진다.

일차원 투영 방식으로 식 (1)의 안테나 빔 패턴을 표현하면, 다음과 같이 x축 빔 패턴 F_x 와 y축 빔 패턴 F_y 으로 나누어 표현된다.

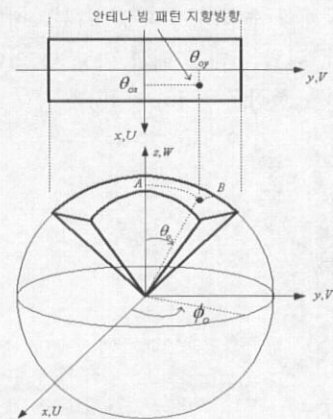


그림 4. 삼차원 구좌표(θ, ϕ)의 이차원 평면좌표 (u, v) 변환
Fig. 4. The projection from three dimensional spherical coordinate(θ, ϕ) to two dimensional planar coordinate(u, v).

$$F_x = F_o(\theta) \sum_{m=0}^{M-1} e^{j(km d_x u - \Psi_m)} \quad (3)$$

$$F_y = F_o(\theta) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(kn d_y v - \Psi_n)} \quad (4)$$

여기서, $F_o(\theta)$ 는 배열 안테나의 단위 안테나(Elementary Antenna) 패턴이고, Ψ_m 은 x 방향 m 번째 일차원 배열 위상제어 값이며 Ψ_n 은 y 방향 n 번째 일차원 배열 위상제어 값이다.

이때 m 과 n 의 배열 위치에서의 위상제어 값 Ψ_{mn} 은 x 방향 Ψ_m 과 y 방향 Ψ_n 을 합하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Psi_{mn} &= \Psi_m + \Psi_n \\ &= kmd_x u_{ox} + knd_y v_{oy} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, $u_{ox} = \sin \theta_{ox}$ 이며, $v_{oy} = \sin \theta_{oy}$ 이다.

다음으로 본 논문의 그림 2의 직렬 비대칭 배열 이중 빔 안테나 배열 구조에 식 (3)~(5)를 적용하면, x 축 빔 패턴 F_x 와 y 축 빔 패턴 F_y 의 표현식을 구할 수 있다. 그리고 이들 식에서 배열의 위상제어 값 표현식을 구할 수 있다. 적용하는 위성통신용 능동 위상배열 안테나의 주 빔은 주파수 f_R 에서 θ_o 방향을 지향하고, 추적 빔은 주파수 f_s 에서 θ_c 방향을 지향한다. 추적 빔 패턴은 주 빔의 지향 방향 θ_o 를 기준하여 θ_c 방향으로 $\Delta\theta$ 기울여서 지향한다. 첫째 층이 $M \times N$ 배열이고 둘째 층은 $G \times H$ 배열이며 첫째 층 배열 M/G 개 배열 그룹에 둘째 층 배열 단위소자 한 개씩 연결되는 직렬 비대칭 배열 구조이다. 따라서, 직렬 비대칭 배열 이중 빔 안테나 배열의 빔 패턴 표현식은 식 (6) 및 (7)과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} F_x &= F_o(\theta) \left\{ \sum_{m=0}^{M/G-1} e^{j(k_{f_s} m d_x \sin \theta - \Psi_{m1})} e^{-j\Psi_{12}} \right. \\ &+ \sum_{m=M/G}^{2M/G-1} e^{j(k_{f_s} m d_x \sin \theta - \Psi_{m1})} e^{-j\Psi_{g2}} \\ &\dots \\ &+ \left. \sum_{m=(G-1)M/G}^{M-1} e^{j(k_{f_s} m d_x \sin \theta - \Psi_{m1})} e^{-j\Psi_{g2}} \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} F_y &= F_o(\theta) \left\{ \sum_{n=0}^{N/H-1} e^{j(k_{f_s} n d_y \sin \theta - \Psi_{n1})} e^{-j\Psi_{12}} \right. \\ &+ \sum_{n=N/H}^{2N/H-1} e^{j(k_{f_s} n d_y \sin \theta - \Psi_{n1})} e^{-j\Psi_{h2}} \\ &\dots \\ &+ \left. \sum_{n=(H-1)N/H}^{N-1} e^{j(k_{f_s} n d_y \sin \theta - \Psi_{n1})} e^{-j\Psi_{h2}} \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, k_{f_s} 는 추적 빔 주파수에서 전파상수이다. Ψ_{m1} 과 Ψ_{n1} 은 첫째 층 m 과 n 번째 배열 위상제어 값이고, Ψ_{g1} 과 Ψ_{h1} 은 둘째 층 g 와 h 번째 배열 제어위상 값을 나타낸다. 안테나 배열의 위상제어 값은 식 (5)의 관계를 이용하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Psi_{m1} = k_{f_s} m d_x \sin \theta_{ox} + k_{f_s} n d_y \sin \theta_{oy} \quad (8)$$

$$\Psi_{gh} = k_{f_s} n d_x \sin \Delta\theta_x + k_{f_s} n d_y \sin \Delta\theta_y \quad (9)$$

여기서, Ψ_{mn} 은 첫째 층 m 과 n 의 배열 위치에서의 위상제어 값이고 값 Ψ_{gh} 은 둘째 층 g 와 h 의 배열 위치에서의 위상제어 값이다. k_{f_R} 는 주 빔 주파수에서 전파상수이고 θ_{ox} , θ_{oy} , $\Delta\theta_x$ 및 $\Delta\theta_y$ 는 θ_o 와 $\Delta\theta$ 의 x 방향 및 y 방향에서의 분해 각이다. 첫째 층 위상제어 값 Ψ_{mn} 은 주 빔을 만들기 위하여 주 빔 주파수에서 계산된 위상제어 값이므로 전파상수 값 k_{f_R} 을 가진다. 반면에 Ψ_{gh} 는 추적 빔 주파수에서 계산되는 위상제어 값이므로 전파상수는 k_{f_s} 값을 가진다.

III. 빔 지향 오차 보상

3-1 빔 지향 오차 값 계산

직렬 비대칭 배열 이중 빔 안테나의 빔 패턴 표현식 식 (6)과 (7)을 사용하면, 빔 지향 오차 각을 구할 수 있다. 추적 빔 패턴은 주 빔의 지향 방향 θ_o 를 기준으로 θ_c 방향을 지향한다. 추적 빔이 기준 방향 θ_o 를 유지하기 위하여, 식 (6)과 (7)의 첫번째 지수항은 다음 관계를 만족해야 한다.

$$0 = k_{f_s} m d_x \sin \theta - k_{f_R} m d_x \sin \theta_{ox} \quad (10)$$

$$0 = k_{f_s} n d_y \sin \theta - k_{f_R} n d_y \sin \theta_{oy} \quad (11)$$

여기서, $k_{f_s} \neq k_{f_R}$ 이므로 빔 패턴은 기준 방향 $\theta = \theta_o$ 에서 관계식 (10)과 (11)을 만족할 수 없다. 새로운 방향 $\theta = \theta_s$ 에서 관계식을 만족하는 것으로 정의하면, θ_s 는 주파수 스캔 효과에 의해 원하지 않게 이동한 기준 지향 방향이 된다.

따라서, 주파수 스캔에 의한 빔 지향 오차 각을 $\theta_e = \theta_o - \theta_s$ 로 정의하면, θ_e 는 관계식 (10)과 (11)에서 다음 계산식과 같이 구할 수 있다.

$$\theta_{ox} = \theta_{ox} - \sin^{-1} \left(\frac{f_R}{f_s} \sin \theta_{ox} \right) \quad (12)$$

$$\theta_{oy} = \theta_{oy} - \sin^{-1} \left(\frac{f_R}{f_s} \sin \theta_{oy} \right) \quad (13)$$

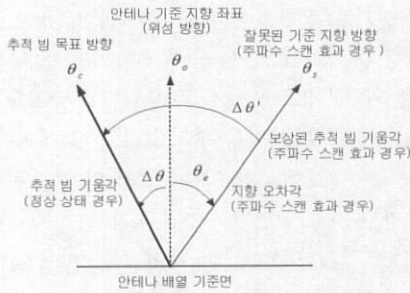


그림 5. 지향 방향 오차 보상 방법에서의 지향각과 오차각

Fig. 5. The target angles and error angles on direction error correction method.

여기서, θ_{ex} 와 θ_{ey} 는 θ_c 의 x 방향 및 y 방향에서의 분해 각이다. 식 (12), (13)에서, 주파수 차가 클수록, 기준 지향 경사각이 클수록 오차가 커지는 관계를 알 수 있다.

3-2 오차 보상 위상제어 값 계산

두개의 빔을 가지는 적용 안테나 구조에서 주파수 스캔 효과에 의하여 발생하는 빔 패턴의 지향 오차 각은 제안된 계산식 식 (12), (13)을 이용하면 계산할 수 있다. 따라서 이 계산 결과들을 이용하면 지향 오차 각도를 보상하는 위상제어 값을 계산할 수 있다. 추적 빔은 표현식 (6), (7)에서 둘째 층 Ψ_{gh} 를 위상제어 하여 θ_c 방향을 지향한다.

그림 5는 지향 방향 오차 보상 방법을 설명한다. 주파수 스캔 효과에 의한 지향 오차가 없다면, 위상제어 값 Ψ_{gh} 는 기준 방향 θ_0 에서 θ_c 를 향하여 기울기 각 $\Delta\theta$ 만큼 이동하도록 계산한다. 그러나 주 빔과 추적 빔의 주파수가 다르므로 앞서 설명과 같이 기준 방향을 θ_s 로 잘못 인식하고, 주파수 스캔 효과 지향 오차가 θ_e 값 만큼 발생한다. 따라서 잘못된 방향 θ_s 에서 보상된 기울기 $\Delta\theta'$ 만큼 이동하면 원하는 방향 θ_c 를 지향할 수 있다.

설명과 같이 θ_s 에서 $\Delta\theta'$ 만큼 이동하도록 계산되는 오차 보상 위상제어 값은 Ψ_{gh} 이다. 오차 보상 위상제어 값은 Ψ_{gh} 의 표현식에 $\Delta\theta$ 대신 $\Delta\theta'$ 를 적용하여 다음 계산식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Psi_{gh} &= k_{f_x} n d_x \sin \Delta\theta_x' + k_{f_y} n d_y \sin \Delta\theta_y' \\ &= k_{f_x} n d_x \sin(\Delta\theta_x + \theta_{ex}) \\ &\quad + k_{f_y} n d_y \sin(\Delta\theta_y + \theta_{ey}) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서, $\Delta\theta_x'$ 및 $\Delta\theta_y'$ 는 $\Delta\theta$ 의 x 방향 및 y 방향에서의 분해 각이다.

따라서 계산된 최종 결과인 위상제어 값 Ψ_{gh} 값을 x 방향 g 번째와 y 방향 h 번째 배열 위치에 있는 위상변위기에 할당(Loading)하면 안테나 시스템은 주파수 스캔 효과에 의하여 발생하는 빔 패턴의 지향 오차가 보상된다.

IV. 배열 안테나 제작

빔 지향 오차 보상은 위성통신용 능동 위상배열 안테나 시스템 제작에서 적용되었다. 능동 위상배열 안테나는 첫째 층 $M \times N = 32 \times 4$ 이차원 배열과 둘째 층은 $G \times H = 4 \times 2$ 이차원 배열 구조를 가진다. 첫째 층 소자들은 8×2 배열마다 둘째 층 1개 소자가 연결되어 8개 그룹이 된다. 단위 안테나의 이득은 14.5 dBi이며 부배열 안테나(Sub-array Antenna)를 사용하였다. 안테나 개구면은 $1\text{m} \times 0.9\text{m}$ 이며 35.6 dBi의 이득을 가진다. 주파수 범위는 7.25 GHz~7.75 GHz이며, 스캔 범위는 0° 에서 $\pm 35^\circ$ 이다. 따라서 주 빔과 추적 빔 간의 주파수 편차는 0~500 MHz 까지 6.7% 가변할 수 있다. 안테나 3 dB 빔 폭은 2.2° 이다. 그림 6은 제작된 위성통신용 능동 위상배열 안테나 시스템 형상이다^[6].

V. 보상 효과 비교 측정

보상 효과는 제작된 안테나에서 보상 전과 보상 후의 빔 패턴을 측정하고 지향 방향의 오차를 비교

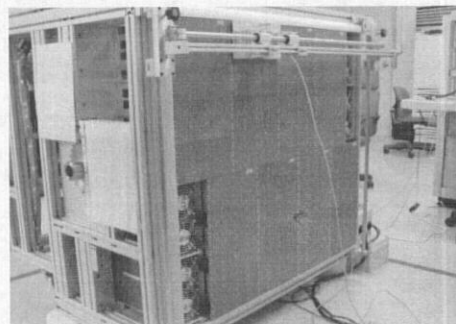


그림 6. 제작된 위성통신용 능동 위상배열 안테나 시스템

Fig. 6. The fabricated active phased array antenna system for satellite communications.

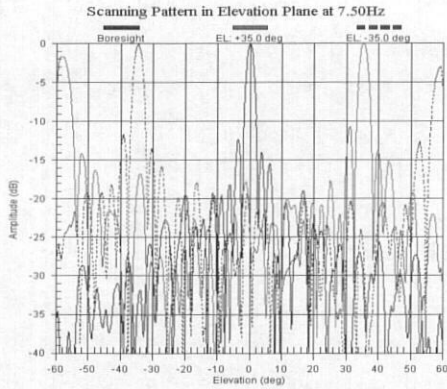


그림 7. 안테나 스캔 패턴(좌에서 $\theta_o = -35^\circ, 0^\circ + 35^\circ$)
 Fig. 7. The scanned beam patterns(from left $\theta_o = -35^\circ, 0^\circ + 35^\circ$).

하였다. 빔 패턴 측정은 근역 전계 측정시설(Near Field Measurement System)을 사용하였다⁷⁾. 먼저 안테나는 주 빔이 $0^\circ \sim \pm 35^\circ$ 의 빔 스캔(Beam Scan) 동작을 하는지 확인하였다. 그림 7은 안테나의 빔 스캔 동작이 정상임을 보여준다.

다음으로 본 논문에서 제안된 보상 방법을 확인하기 위하여, 주파수 스캔 효과가 보상되지 않은 식 (9)의 위상제어 값을 적용한 경우와, 지향 오차 보상 위상제어 계산식 식 (11)을 적용한 경우의 추적 빔 패턴을 측정하였다. 이들은 세가지 주파수 차이(0, 0.25, 0.5 GHz)와 세가지 빔 스캔 각($0^\circ, 20^\circ, 35^\circ$)에서 측정하였다.

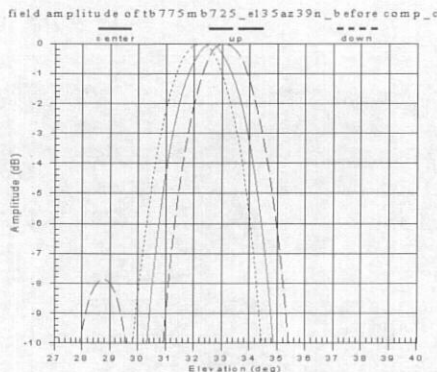


그림 8. 측정된 오차 보상 이전 추적 빔 패턴(좌로부터 $34.8^\circ, 35^\circ, 35.2^\circ$ 목표 지향각)
 Fig. 8. The measured tracking beam pattern before error correction(from left: target angles $34.8^\circ, 35^\circ, 35.2^\circ$).

측정 결과 그림 8은 주파수 차가 0.5 GHz이고 $\theta_o = 35^\circ$ 를 기준 방향으로 빔 스캔 각이 $\theta_c = 34.8^\circ, 35^\circ, 35.2^\circ$ 의 세 경우에 대한 보상 전의 빔 패턴이다. 측정 결과에서 추적 빔은 주파수 스캔 효과에 의해, $\theta_c = 35^\circ$ 의 경우에 목표 대비 32.5° 의 잘못된 방향을 지향하는 것을 확인할 수 있다. 이것은 2.5° 의 오차 각이며, 안테나 3 dB 빔 폭이 2.2° 이므로 7 dB 이상의 수신신호 감쇄를 발생시킨다.

측정 결과 그림 9는 주파수 차가 0.5 GHz이고 $\theta_o = 35^\circ$ 를 기준 방향으로 빔 스캔 각이 $\theta_c = 34.8^\circ, 35^\circ, 35.2^\circ$ 의 세 경우에 대한 보상 후의 빔 패턴이다. 측정 결과에서 추적 빔은 $\theta_c = 35^\circ$ 의 경우에 목표 대비 35.1° 의 정확한 방향을 지향하는 것을 확인할 수 있다. 결과로부터 추적 빔은 주파수 스캔 효과의 지향 오차가 보상된 것을 분명히 확인할 수 있다.

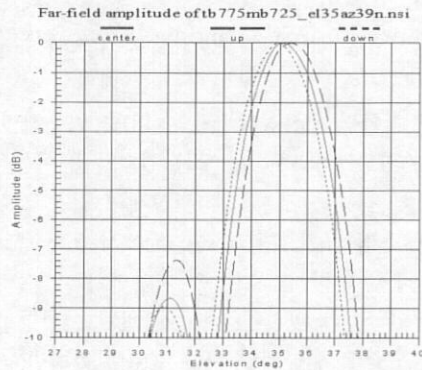


그림 9. 측정된 오차 보상 이후 추적 빔 패턴(좌로부터 $34.8^\circ, 35^\circ, 35.2^\circ$ 목표 지향각)
 Fig. 9. The measured tracking beam pattern after error correction(from left: target angles $34.8^\circ, 35^\circ, 35.2^\circ$).

표 1. 보상 전 대비 보상 후 지향 오차 보상 결과
 Table 1. The corrected results of direction error before correction vs after correction.

주파수 차 $f_R - f_S$	0	0.25 GHz	0.5 GHz
보상전 계산 오차각 θ_e	0	1.4	2.8
보상전 측정 오차각 θ_e	0	1.4	2.5
보상후 측정 오차각 θ_e	0	-0.2	-0.1

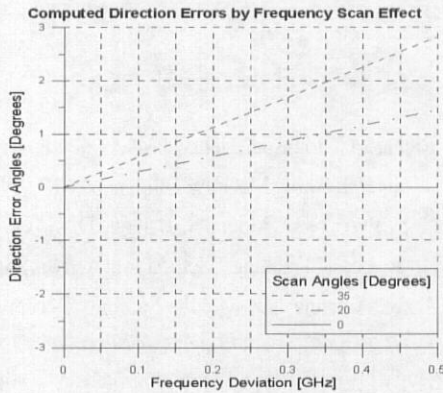


그림 10. 계산된 보상 전 지향 오차 대 스캔 각도 대 주파수 차
 Fig. 10. The computed direction errors vs scan angles vs frequency differences before correction.

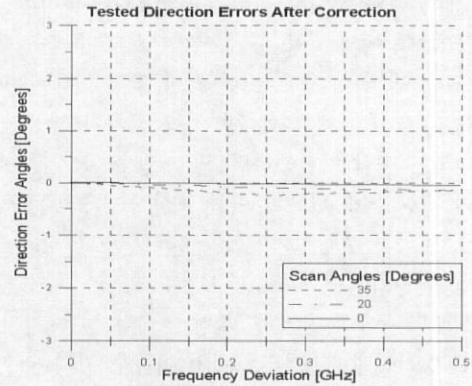


그림 12. 측정된 보상 후 지향 오차 대 스캔 각도 대 주파수 차
 Fig. 12. The measured direction errors vs scan angles vs frequency differences after correction.

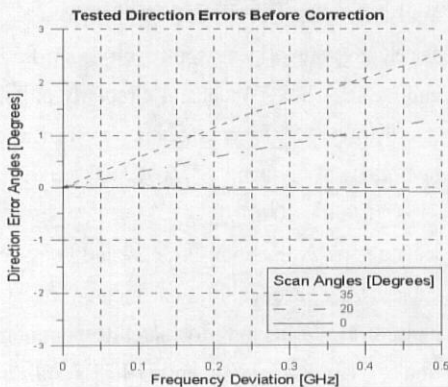


그림 11. 측정된 보상 전 지향 오차 대 스캔 각도 대 주파수 차
 Fig. 11. The measured direction errors vs scan angles vs frequency differences before correction.

표 1은 빔 스캔 각이 35°인 경우의 보상 전과 보상 후의 지향 오차 보상 효과 측정 결과를 비교 정리한 것이다. 표 1에서는 계산된 주파수 스캔 효과에 보상 전 오차 각 예측치를 보상 전 오차 각 측정치와 비교하였다. 예측되는 것과 같이 주파수 차가 클수록 오차가 커지는 것을 알 수 있다.

그림 10은 제작된 배열 안테나에 적용하여 계산된 지향 오차 대 주파수 관계를 스캔 각도에 따라 예측한 결과이다. 계산된 예측 그림에서, 기준 지향 경사각이 크고 주파수 차가 클수록 오차가 커지는

것을 예측할 수 있다.

그림 11은 보상 전의 두 빔의 주파수 차 대비 지향 오차 관계를 빔 스캔 각 변화에 따라 비교 측정 한 결과이다. 예측되는 것과 같이 기준 지향 경사각이 클수록 오차가 커지는 것을 알 수 있다. 측정 결과 그림 11은 계산된 예측 결과 그림 10과 차이가 없음을 확인할 수 있다.

그림 12는 보상 후의 두 빔의 주파수 차 대비 지향 오차 관계를 빔 스캔 각 변화에 따라 비교 측정 한 결과이다. 보상 후에 추적 빔은 주파수 차와 빔 스캔 각에 관계없이 주파수 스캔 효과 오차가 정확히 보상된 것을 확인할 수 있다.

그림 12에서 보상 후에도 지향 오차가 최대 0.2° 측정된다. 이것은 디지털 위상변위기(Digital Phase Shifter)의 양자화 오차(Quantization Error)와 앞에서 설명한 위상제어 값 계산식 식 (11)을 시스템에서 근사식 적용에 따른 오차이다^[8]. 제작 안테나의 3 dB 빔폭이 2.2°이므로, 0.2° 오차는 허용할 수 있는 것으로 판단된다.

VI. 결 론

본 논문에서는 위성통신용 능동 위상배열 안테나에서 주파수 스캔 효과에 의하여 발생하는 안테나 빔 패턴의 지향 오차를 보상하는 방법을 제안한다. 능동 위상배열 안테나가 두 개의 빔 패턴을 위하여

두 개의 배열이 직렬 연결되고 배열 수가 비대칭인 경우에, 두 빔의 적용 주파수가 다르고 주파수 간격이 크며 빔 폭이 좁고 스캔 각이 크면 안테나는 주파수 스캔 효과에 의해 빔 지향 오차가 발생한다. 제안되는 수식을 사용하면, 빔 지향 오차 각을 예측하여 계산할 수 있으며 이를 보상하는 능동 위상배열 안테나의 위상제어 값을 계산할 수 있다.

본 논문에서는 첫째 층 32×4 배열과 둘째 층 4×2 배열 구조로부터 두 개의 안테나 빔을 가지고, 1m×0.9m 개구면에 35.6 dBi 이득을 가지며, 7.25 GHz~7.75 GHz 주파수 대역에서 주 빔과 추적 빔의 주파수 편차는 500 MHz 까지 6.7 % 가변할 수 있으며, 주파수 스캔 범위가 0°~±35° 이고, 35 dBi 이득과 2.2°의 3 dB 빔 폭을 가지는 능동 위상배열 안테나 시스템을 제작하고, 주파수 스캔 효과에 의한 빔 지향 오차를 제안된 방법의 적용 전과 적용 후에 측정 비교하였다.

측정결과 주파수 스캔 효과에 의한 빔 지향 오차는 보상 전에 최대 2.5°였으나, 제안된 방법으로 오차를 보정한 후에는 최대 0.2° 오차로 감소하였다. 제안된 보상으로 안테나 시스템은 7 dB 신호감쇄 보상 효과를 얻을 수 있었다.

제안된 보상으로 능동 위상배열 안테나는 통신을 위한 목표 위성을 정확하게 지향할 수 있었다. 일반적인 직렬 결합의 비대칭 배열 구조를 가진 모든 안테나에서 두 개 빔 사이에 주파수 스캔 효과에 의한 지향 오차가 발생하는 경우, 본 오차 보상 방법을 적용하면 정확한 방향을 지향할 수 있을 것으로 판

단된다.

참 고 문 헌

- [1] Richard C. Johnson, Henry Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, chapter 19, 1984.
- [2] C. S. Pyo, Y. C. Moon, S. I. Jeon, D. G. Oh and H. J. Lee, "Tracking Method of Active Phased Array Antenna for Mobile Satellite Reception", *TSMW2000*, pp. 87-90, Mar. 2000.
- [3] 전순익, 채중석, 오승엽, "위성 통신용 선박 탑재 능동 위상배열 안테나 시스템", 한국전자과학회논문지, 13(10), pp. 1089-1097, 2002년 12월.
- [4] R. C. Hansen, *Phased Array ANTENNAS*, John Willy & Sons, pp. 330-383, 1998.
- [5] R. C. Hansen, *Phased Array ANTENNAS*, John Willy & Sons, pp. 17-25, 1998.
- [6] Jae-Seung Yun, Haeng-sook Noh, Soon-Ik Jeon and Jae-Ick Choi, "Wideband circularly-polarized microstrip 1×8 array antenna for Tx/Rx dual operation at X-band", *ITC-CSCC 2002*, pp. 715-718, Jul. 2002.
- [7] Haeng-sook Noh, Soon-Ik Jeon and Jong-seock Chae, "A Phase calibration method of active phased array antennas for satellite communication", *ITC-CSCC 2002*, pp. 519-522, Jul. 2002.
- [8] Robert J Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, pp. 403-421, 1994.

전 순 익



1984년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
 1996년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)
 1990년 9월~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원
 [주 관심분야] 초고주파 수동/능동 부품, 위성통신 RF 시스템, 위상

배열 안테나 시스템

오 승 엽



1971년 2월:연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1973년 2월:연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1982년 2월:연세대학교 전자공학과 (공학박사)
 1980년~1981년: 일본 토호쿠 대학교 객원연구원

1985년~1986년: 펜실바니아 주립대 객원연구원

1984년~현재: 충남대학교 전자공학부 교수

[주 관심분야] 안테나 공학, 디지털 통신, RF 부시스템 설계 등