

Grating Lobe를 이용한 선형 배열 안테나의 Beam-forming에 관한 연구

A Study on the Beam-forming of the Linear Array Antenna using Grating Lobe

신정록* · 송우영**

Jeong-Rok Shin* · Woo-Young Song**

요 약

본 논문에서는 한 파장보다 큰 배열안테나에 대하여 이론적으로 고찰하였고, 실험을 통하여 이를 검증하였다. 이러한 배열안테나의 그레이팅 로브를 이용하여 예리한 반-전력빔폭(HPBW)을 갖도록 하였다.

배열안테나의 배열간격을 적절히 설정함으로써 반-전력빔폭 뿐만 아니라 사이드로브레벨(SLL)까지도 조절할 수 있었다. 이를 위해 4개의 혼 안테나로 배열안테나를 구현하였으며, 방사패턴은 9 GHz에서 측정하여 제시한 방법의 타당성을 입증하였다. 이때 배열안테나를 구성하는 각각의 혼은 $64.3 \times 82.5 \text{ mm}^2$ 의 크기와 27° 의 반-전력빔폭을 갖는 것을 사용하였다.

그레이팅 로브를 이용하기 위해 안테나 사이의 배열간격을 1파장보다 크게 하므로써 가시영역에서 그레이팅 로브가 발생하게 하였다. 배열간격을 2.5λ , 2.7λ 와 3.0λ 로 변화시켜가면서 반-전력빔폭을 측정한 결과 각각 4.3° , 3.3° 그리고 1.7° 를 얻을 수 있었으므로 반-전력빔폭이 확연히 줄어들었으며 예리한 반-전력빔폭을 얻을 수 있었다. 그러므로 좁은 반-전력빔폭을 갖는 안테나를 설계하는데 유용하게 이용할 수 있을 것이다.

Abstract

In this paper, we theoretically studied on the large antenna array whose element had wider width than one wavelength. And we also verified the adaptedness through the experiments. Using grating lobes, we could make antenna have sharp HPBW.

Not only HPBW but also SLL could be controlled by giving optimal space for antenna array. In order to verify this method, we designed 4 horn antenna array and measured the radiation patterns at 9 GHz. Each horn antenna has the dimension of $64.3 \times 82.5 \text{ mm}^2$ and HPBW of 27° . The space between antennas is longer than one wavelength so that it may have the grating lobes in visible region.

As a result of experiments, we could get HPBW of 4.3° , 3.3° and 1.7° when giving 2.5λ , 2.7λ and 3.0λ of the spacing respectively. We concluded this could be useful for making the antenna with narrow HPBW.

I. 서 론

몇몇 안테나는 지향성 방사패턴을 얻기 위해 공간상에 배열하거나 서로 연결하여 사용할 수 있다.

이렇게 여러 복사 소자로 구성된 것을 배열안테나(array antenna)라 하며, 간단히 배열(array)이라고 한다. 1920년에 단파장 무선(shortwave radio)장비의 등장으로 여러 종류의 배열안테나가 나타났으며, 무선

「이 연구는 98/99년도 청주대학교 해외파견 연구비 지원에 의한 결과임.」

* 주성대학 정보통신계열(Juseong College)

** 청주대학교 첨단공학부(Chongju University)

· 논문 번호 : 20000309-030

· 수정완료일자 : 2000년 4월 29일

통신(radio communication)을 위한 지향성 방사패턴을 얻을 수 있는 편리한 방법이 제시되었다. 세계 2차 대전 동안에는 UHF와 마이크로웨이브(Microwave) 대역의 배열안테나가 레이더 시스템에서 적용되었고, 오늘날 마이크로웨이브 주파수 대역과 그 이상의 주파수를 사용하는 배열안테나는 위성 통신 시스템에 사용되고 있다.

본 논문에서는 지향성을 갖는 피라미드 혼 안테나를 사용하여, 사용하고자 하는 목적에 알맞는 임의의 사이드 로브 레벨과 그레이팅 로브가 발생하는 위치를 설정하고, 이 조건을 만족하는 선형 배열 피라미드 혼 안테나의 배열 소자의 수 (N)와 배열 소자간의 간격 (d)과의 관계를 밝히고, 이를 검증하기 위하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 비교 및 분석하고자 한다. 이때 피라미드 혼 안테나의 반-전력빔폭을 줄여 피라미드 혼 안테나의 지향특성을 향상시키고자 한다.

II. 안테나 배열

2-1 안테나 배열목적과 배열방법

작은 크기의 안테나로 하나의 큰 안테나가 갖는 예리한 지향특성을 얻기 위해서는 여러 개의 작은 크기의 안테나를 배열하여 사용하면 가능하다. 일반적으로 단일소자 선형안테나의 방사패턴은 광역 범으로 방사전력을 퍼지게 하는 경향이 있으나 이를 일정한 규칙으로 배열하여 사용하면 지향성을 갖는 안테나로 사용할 수 있게 된다. 따라서 이러한 복사소자를 규칙적으로 공간상에 배열하여 사용하는 것을 “배열안테나(array antenna)”라 한다. 이때 몇 개의 복사소자를 일직선상으로 배열하는 것을 “선형배열(linear array)”이라 하고, 평면상에 배열하는 것을 “평면배열(planar array)”, 원형으로 배열하는 “원형배열(circular array)”이라 부른다. 한편 소자간의 배열간격에 따라, 배열간격을 일정하게 하는 “등간격 배열”과 배열간격이 일정하지 않은 “부등간격 배열”이 있고, 각 배열소자에 급전되는 여기전류의 분포에 따라서 “균일배열”과 “비균일배열”로 구분한다.

이러한 배열안테나의 특성은 배열방법과 배열에 대한 급전전류의 분포, 소자수 등으로 결정하게 된

다. 뿐만 아니라 복사소자의 각 개구부에 대하여 전자계의 진폭과 위상을 전기적으로 제어할 수 있기 때문에 안테나의 지향성 제어를 용이하게 할 수 있는 특징을 가지고 있다. 그러므로 이러한 배열안테나를 사용하면 사용하고자 하는 목적에 알맞는 지향성 방사패턴을 갖는 안테나를 설계할 수 있다.

2-2 가시영역 (Visible Region; VR)과 그레이팅 로브 (grating lobe)

그림 1과 같이 N 개의 배열 소자를 z -축을 따라 배열한 경우, 인접한 배열 소자간의 위상성분(ψ)과 어레이팩터(AF)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n \exp^{j(n-1)(k d \cos \theta + \beta)}$$

$$= \sum_{n=1}^N a_n \exp^{j(n-1)\psi} \quad (1)$$

$$\psi = k d \cos \theta + \beta = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta + \beta \quad (2)$$

여기서 N 개의 등방성 안테나 각각에 같은 양의 전류를 급전시키고, z 축을 따라 균일하게 진행하는 위상천이를 갖는 균일 선형 배열(uniform linear array)

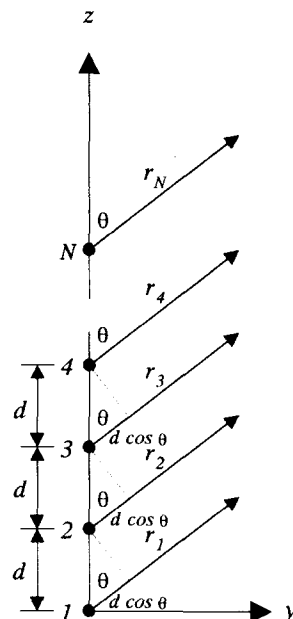


그림 1. z축을 따라 등방성 N-소자 배열안테나의 기하학적 표현

안테나를 가정할 때, 선형 배열안테나의 정규화된 어레이팩터(AF)는 식 (1)으로부터 다음과 같이 간략하게 나타낼 수 있다.

$$|AF(\psi)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right| \quad (3)$$

위의 식 (3)으로부터 배열소자의 개수인 N이 증가할수록 메인로브의 빔폭(HPBW)은 좁아지고 사이드 로브의 개수가 증가한다는 사실을 알 수 있다(그림 2). 뿐만 아니라 메인로브와 크기가 같으면서 center lobe 이외의 메인로브들을 “그레이팅 로브(grating lobe)”라 부르며, 이 그레이팅 로브는 식 (4)과 같이 주기적으로 나타난다는 사실도 알 수 있다.

$$\psi_g = \sin^{-1} \left(\frac{m\lambda}{d} \right) \text{ [rad]}, \quad m=1, 2, 3 \dots \quad (4)$$

만일, 배열소자간의 간격 $d=2.0\lambda$ 이고 center main lobe가 0° 에서 나타났다고 한다면, 첫 번째 그레이팅 로브의 위치는 식 (4)로부터 ± 30.0 [Deg]이고 $d=3.0\lambda$ 일 때 첫 번째 그레이팅 로브는 ± 19.5 [Deg]에서 발생하게 된다.

이때 배열안테나의 반-전력빔폭은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{N}{2} \psi = \frac{N}{2} (kd \cos \theta + \beta) |_{\theta=\theta_h} = \pm 1.391 \quad (5)$$

식 (5)을 만족하는 θ_h 를 구하면,

$$\theta_h = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (6)$$

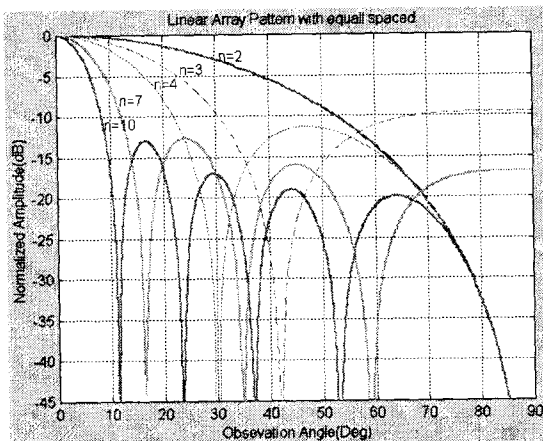


그림 2. 배열소자수(N)와 방사패턴

으로 나타낼 수 있으므로 다시 쓰면

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (7)$$

이다. 여기서 배열간격 d 가 $d \gg \lambda$ 를 만족한다면 근식은

$$\theta_h \approx \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (8)$$

으로 다시 쓸 수 있다.

식 (2)로부터 $\beta=0$ 라면 ψ 는 d 와 θ 의 함수로 말할 수 있다. 예를 들어, $d=\lambda/8, \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4$ 이고 $\theta=0 \sim 180^\circ$ 이므로 가시영역(visible region; VR)은 그림 3에 보인 것과 같이 각각 $-\pi/4 \sim \pi/4, -\pi/2 \sim \pi/2, -\pi \sim \pi$ 및 $-3\pi/2 \sim 3\pi/2$ 로 볼 수 있다. 만일 $d=2.5\lambda, 3.0\lambda$ 이고 $\theta=0 \sim 180^\circ$ 이라 가정한다면 가시영역(VR)은 각각 $-5\pi \sim 5\pi$ 와 $-6\pi \sim 6\pi$ 이 될 것이다.

III. 피라미드 혼 안테나 배열

3-1 피라미드 혼 안테나

피라미드 혼 안테나는 그림 4와 같이 E-면 선형 혼 안테나와 H-면 선형 혼 안테나가 혼합된 형태로써 일반적인 구조와 좌표계는 다음과 같이 나타낼 수 있다. E-와 H-면의 전계강도는 다음식과 같다.

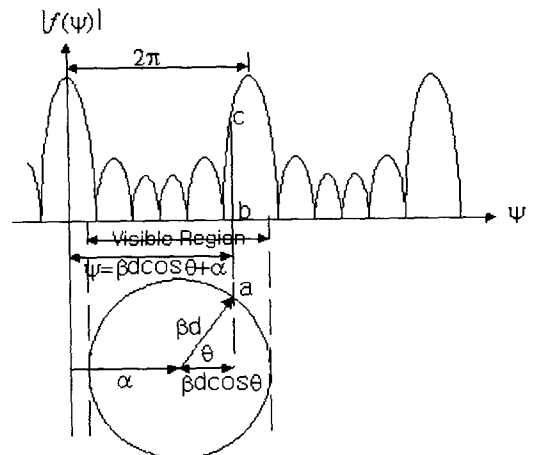


그림 3. $\beta=0$ 인 경우 가시영역(VR)과 비가시영역(IR)의 표현

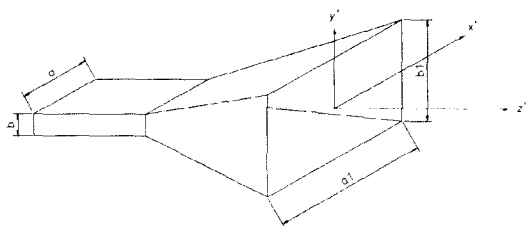


그림 4. 피라미드 혼의 구조와 좌표계

$$E_{y'}(x', y') = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j\lambda k(x'^2/\rho_z + y'^2/\rho_y)/2} \quad (9)$$

$$H_{x'}(x', y') = -\frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j\lambda k(x'^2/\rho_z + y'^2/\rho_y)/2} \quad (10)$$

이때 등가전류밀도는

$$J_{y'}(x', y') = -\frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j\lambda k(x'^2/\rho_z + y'^2/\rho_y)/2} \quad (11)$$

$$M_{x'}(x', y') = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j\lambda k(x'^2/\rho_z + y'^2/\rho_y)/2} \quad (12)$$

으로 나타낼 수 있다.

far-field에서 혼(Horn)의 개구면과 송·수신 안테나 사이의 거리(r)를 고려한 E -면의 전계강도는 다음의 (13-a)~(13-c)식과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_r = 0 \quad (13-a)$$

$$E_\theta = \frac{jk_0 a' b E_0}{4r} e^{-jk_0 r} \sin\psi \frac{\sin\nu}{\nu} \cdot \frac{\cos\nu}{(\pi/2)^2 - \nu^2} \quad (13-b)$$

$$E_\psi = \frac{jk_0 a' b E_0}{4r} e^{-jk_0 r} \cos\psi \cos\theta \frac{\sin\nu}{\nu} \cdot \frac{\cos\nu}{(\pi/2)^2 - \nu^2} \quad (13-c)$$

여기서 $\nu = (k_0 b/2) \sin\theta \sin\psi$, $\nu = (k_0 a'/2) \sin\theta \cos\psi$ 이다. 그리고 지향성계수(D)는

$$D = \frac{\pi}{32} \left[\frac{\lambda}{a} D_E \right] \left[\frac{\lambda}{b} D_H \right] \quad (14)$$

으로 나타낼 수 있다. 여기서 D_E 와 D_H 는 각각 E -면과 H -면의 지향성계수로써

$$D_E = \frac{a}{\lambda} \frac{G_E}{\sqrt{\frac{50}{\rho_e/\lambda}}} \quad (15-a)$$

$$D_H = \frac{b}{\lambda} \frac{G_H}{\sqrt{\frac{50}{\rho_h/\lambda}}} \quad (15-b)$$

으로 나타낼 수 있고, G_E 와 G_H 는 E -면과 H -면의 이득을 나타낸다.

3-2 피라미드 혼을 사용한 배열안테나

그림 4와 같은 피라미드 혼을 그림 1과 같이 등간격(d)으로 선형 배열하였을 경우, 패턴 적(pattern multiplication)의 원리를 사용하여 선형 배열된 피라미드 혼 안테나의 전체적인 방사특성을 구할 수 있다(그림 5). 즉 균일 선형 배열안테나의 방사특성과 그레이팅 로브 사이의 관계를 식 (3)~(15)을 사용하여 그림 5에 나타내었다.

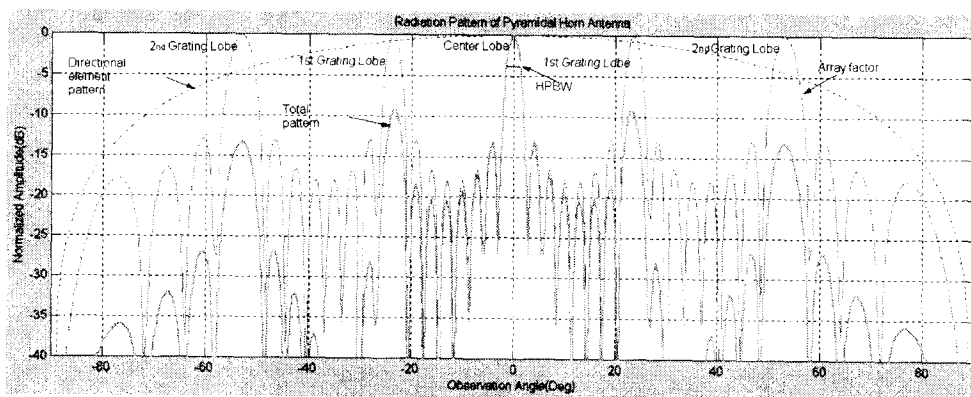


그림 5. 균일 선형배열 안테나의 어레이팩터와 그레이팅 로브

IV. 시뮬레이션, 실험 및 결과고찰

본 연구에서는 지향성을 갖는 안테나로 디멘전이 $64.3 \times 82.5 \text{ mm}^2$ 의 크기와 반-전력빔폭이 27° 를 갖는 피라미드 혼 안테나 4개를 사용하였다. 이때 주파수는 9 GHz, 송신출력은 20 dBm으로 하였으며, 송·수신안테나 사이의 거리($r = 850 \text{ cm}$)는 안테나사이의 배열간격보다 충분히 크게 하였고 여러 가지의 균일한 선형배열을 사용하여 방사특성을 측정하고 시뮬레이션 결과치와 비교·분석하고자 한다. 이를 측정하기 위한 시스템의 구성은 그림 6과 같다. 이러한 큰 피라미드 혼 안테나에 그레이팅 로브를 발생시키기 위해 배열 소자 사이의 간격을 사용하고자 하는 파장에 비해 충분히 크게 즉 배열 소자 사이의 간격 $d = 3.0\lambda, 2.9\lambda, 2.7\lambda, 2.5\lambda$ 등으로 변화시켜가면서 Ensemble과 MATLAB 프로그램을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였고, 이를 바탕으로 오픈 필드에서 그레이팅 로브가 발생하는 위치(ψ_G)와 사이드로브 레벨(SLL) 사이에 어떠한 관계가 있는지를 비교·분석해보고, 피라미드 혼 안테나의 물리적인 변형없이 배열 소자의 수(N)와 배열 간격(d)만을 간단히 조작하여 그레이팅 로브를 이용한 단일 피라미드 혼이 갖는 반-전력빔폭(HPBW)을 줄이고 균일 분포 선형 배열된 피라미드 혼 안테나의 빔-포밍(beam-forming)에 관한 방사패턴의 특성을 고찰하고자 한다.

4-1 3.0λ 간격으로 선형 배열한 경우

4개의 큰 피라미드 혼 안테나를 일정한 간격으로

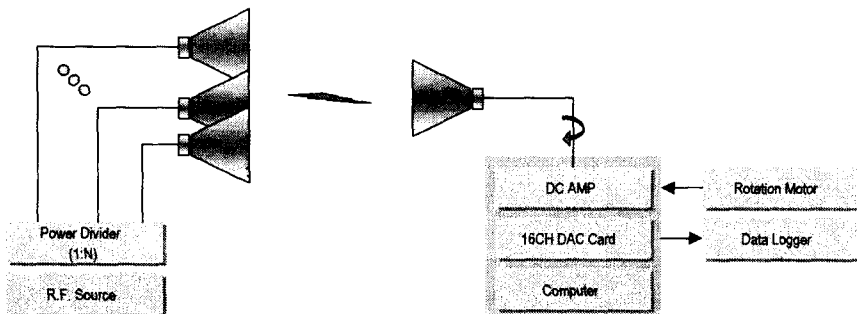


그림 6. 선형 배열 피라미드 혼 안테나의 시스템 구성

선형 배열할 때 SLL이 -7.7 dB 를 만족하기 위해서는 $\pm 19.0^\circ$ 에서 첫 번째 그레이팅 로브가 발생해야 하고, (4)식으로부터 각 소자간의 배열간격을 3.0λ 로 설정하여야 한다는 사실을 알 수 있다. 이때 동작 주파수를 9.0 GHz, 출력을 20 dBm, 송·수신안테나 사이의 거리는 배열간격보다 충분히 큰 거리인 8.1 m, 배열소자간의 간격을 3.0λ 로 설정하고 측정실험을 수행한 결과를 그림 7에 나타내었다. 그림 7에서 알 수 있듯이 첫 번째 그레이팅 로브는 시뮬레이션에서 $\pm 19.0^\circ$ 에 -5.76 dB 이나 측정에서는 $\pm 19.0^\circ$ 에 -6.71 dB 로 측정되었고 나머지 사이드 로브와 그레이팅 로브들도 이론치와 잘 일치함을 알 수 있었다.

4-2 2.7λ 간격으로 선형 배열한 경우

4개의 큰 피라미드 혼 안테나를 선형 배열하여 SLL이 -9.35 dB 를 만족하기 위해서는 식 (4)로부터

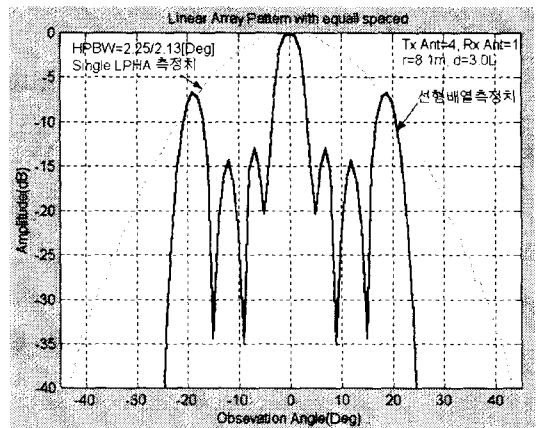


그림 7. 배열 간격을 3.0λ 인 경우 방사패턴

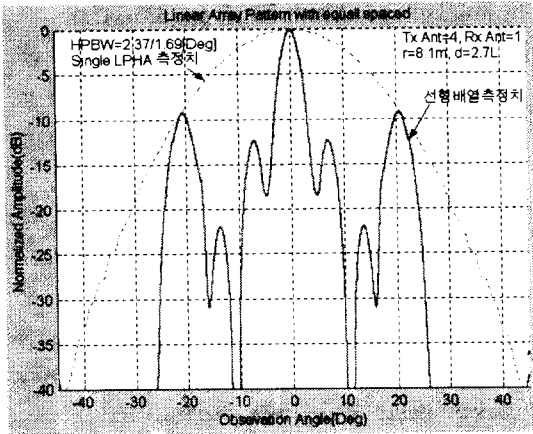


그림 8. 배열 간격을 2.7λ 인 경우 방사패턴

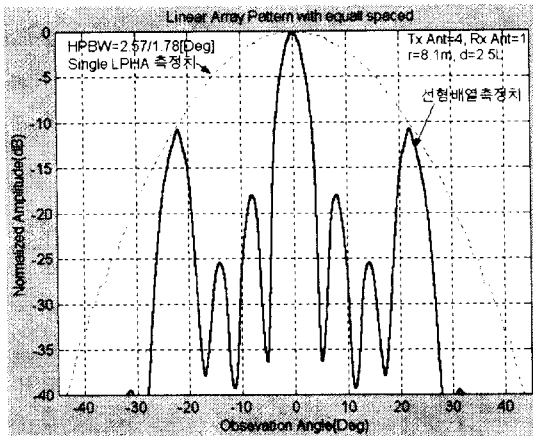


그림 9. 배열 간격을 2.5λ 인 경우 방사패턴

더 균일배열 간격을 2.7λ 로 설정해야 한다. 이때 첫 번째 그레이팅 로브는 $\pm 21.0^\circ$ 에서 발생한다. 위에서와 동일한 조건의 환경에서 배열간격만을 변경하여 측정된 결과를 그림 8에 보였다. 그림 8에서 알 수 있듯이 첫 번째 그레이팅 로브는 시뮬레이션에서 $\pm 21.0^\circ$ 에 -7.32 dB이나 측정에서는 $\pm 20.7^\circ$ 에 -9.29 dB로 측정되었고 나머지 사이드 로브와 그레이팅 로브들도 이론치와 잘 일치함을 알 수 있었다.

4.3 2.5λ 간격으로 선형 배열한 경우

4개의 큰 피라미드 혼 안테나를 일정한 간격으로 선형 배열할 때 SLL이 -10.3 dB를 만족하기 위해서는 $\pm 22.0^\circ$ 에서 첫 번째 그레이팅 로브가 발생해야

하고 (4)식으로부터 각 소자간의 배열간격을 2.5λ 로 설정하여야 한다는 사실을 알 수 있다.

위에서와 동일한 조건의 환경에서 배열간격만을 변경하여 측정된 결과를 그림 9에 보였다.

그림 9에서 알 수 있듯이 첫 번째 그레이팅 로브는 시뮬레이션에서 $\pm 22.5^\circ$ 에 -8.77 dB이나 측정에서는 $\pm 22.0^\circ$ 에 -10.9 dB로 측정되었고 나머지 사이드 로브와 그레이팅 로브들도 이론치와 잘 일치함을 알 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 반-전력빔폭이 26° 이고, 개구 크기가 64.3×82.5 mm인 피라미드 혼 안테나를 다양한 균일 등간격으로 선형 배열하여 방사특성을 측정하고 설계한 이론치와 비교·분석하였다. 균일 선형 배열안테나의 배열간격을 3.0λ 부터 물리적으로 배열 가능한 2.5λ 까지 조금씩 변화시켜가면서 앙상블 (Ensemble)과 MATLAB으로 시뮬레이션한 후, 이 결과로부터 최대의 SLL을 얻을 수 있는 배열소자의 수와 배열간격 및 그레이팅 로브가 발생하는 위치와의 관계를 밝히고, 방사패턴을 측정하기 위한 시스템을 그림 6과 같이 설치한 후 오픈 필드에서 방사패턴을 측정하였다.

일반적으로 반-전력빔폭이 26° 인 큰 피라미드 혼 안테나를 그림 7~그림 9에 나타난 것과 같이 균일 선형배열하여 26° 에서 1.7° 로 줄일 수 있었으며 아울러 피라미드 혼 안테나의 지향특성을 향상시켰다.

배열소자간의 간격이 사용하는 주파수의 파장보다 충분히 크기 때문에 가시영역(VR)에서 그레이팅 로브(grating lobe)가 설계한 정확한 위치에서 발생하도록 하였으며 이렇게 피라미드 혼 안테나의 물리적인 변형없이 안테나의 개수와 배열간격만을 간단히 조절함으로써 그레이팅 로브를 원하는 위치에서 발생시키고 메인로브의 빔-폭과 SLL을 임의로 조절할 수 있는 방법을 제시하였다. 즉 본 논문에서 제시한 방식의 특징은 특정한 방향으로의 예리한 지향특성을 갖는 안테나를 설계하기 위한 방법으로써, 안테나의 물리적인 변형을 가하지 않고 단지 배열소자의 간격과 배열소자의 수만을 조절함으로써 간단히 얻을 수 있다는 장점을 가지고 있다. 이러한 특성은 정

확한 전자파의 도래방향을 추적하기 위한 시스템에 적용될 수 있으며, 향후 제작이 용이하며, 대량생산이 가능한 마이크로스트립 패치 배열안테나에 대한 지속적인 연구가 필요할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] S. A. Schelkunoff, "A Mathematical Theory of Linear Arrays," *Bell System Tech. Journal*, vol. 22, January, 1943, pp. 80-87.
 [2] M.T.Ma, *Theory and Application of Antenna Arrays*, Wiley, 1974, Chapter 3, pp. 191-202.
 [3] R. S. Elliott, "Beamwidth and Directivity of Large Scanning Arrays," First of Two Parts, *The Microwave Journal*, December, 1963, pp. 53-60.
 [4] Barton. P, "Digital Beamforming for Radar," *IEE Proc.*, 127, August, 1980.
 [5] W. W. Hansen and J.R.Woodyard, "A New principle in Directional Antenna Design," *Proc. IRE*,

vol. 26, no.3, March, 1938, pp. 333-345.
 [6] H. J. Riblet, Discussion on "A Current Distribution for broadside Arrays Which Optimizes the Relationship Between Beamwidth and Side-Lobe Level," *Proc, IRE*, May, 1947, pp. 489-492.
 [7] R.S.Elliott, "Beamwidth and Directivity of Large Scanning Arrays," Last of Two Parts, *The Microwave Journal* 1964, pp. 321-322.
 [8] T. T, "Design of Line-source Antennas for Narrow Beamwidth and Low-Side Lobes," *IRE Trans. Ants. Prop.*, AP-3, 16-28, 1965.
 [9] John D. Kraus, *Antennas 2ed*, McGraw-Hill, 1984.
 [10] S. Drabowitch, A. Papiernik, *Modern Antennas*, Chapman & Hall, 1998.
 [11] Warren L. Stutzman, gray A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, Inc. 1983.
 [12] Balanis, *Antennas*, McGraw-Hill, 1984.

신 정 록



1988년 2월: 청주대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년 2월: 청주대학교 전자공학과 (공학석사)
 2000년 8월: 청주대학교 전자공학과 (공학박사)
 현재: 주성대학 정보통신계열 부교수

[주 관심분야] 안테나 공학, 초고주파 회로 및 시스템

송 우 영



1977년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1982년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
 현재: 청주대학교 첨단공학부 교수

[주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 안테나 설계 및 전자파 해석