

안테나 시스템

Antenna Systems

개요_01	혼 안테나_07
등방성 방사체와 평면파_02	파라볼라 접시 안테나_08
원거리장 영역_03	마이크로스트립 패치 안테나_09
안테나 해석_04	배열 안테나와 위상 배열_10
안테나 특성과 파라미터_05	안테나 측정_11
모노폴과 다이폴 안테나_06	연습문제
	참고문헌

학습목표

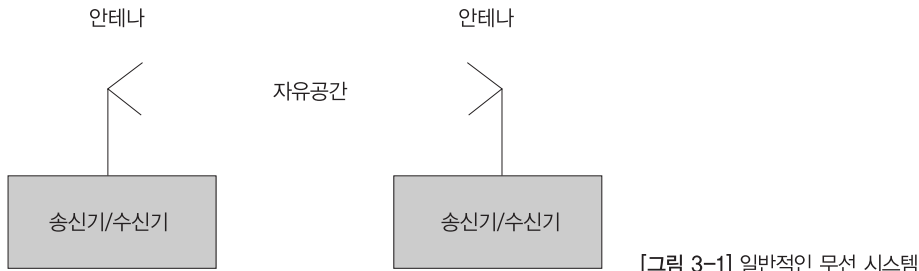
- 안테나의 원리 및 특성, 그리고 설계 파라미터를 이해한다.
- 안테나의 종류를 살펴보고 각 안테나의 설계 관련 이론 및 특성을 살펴본다.
- 안테나의 측정방법을 이해한다.

3.1 개요

안테나를 다루려면 광범위하고 다양한 이론을 습득해야 하고, 안테나를 제대로 공부하려면 여러 참고서적을 읽고 관련 이론을 익혀야 한다. 그러나 이 장에서는 안테나의 기본 동작을 이해하는 것을 주된 목적으로 하며, 안테나의 성능을 나타내는 용어를 정의하고 설계 파라미터를 간단하게 소개하고자 한다.

안테나는 RF 및 마이크로파 전력을 수신하고 방사하는 소자로써, 가역성을 갖기 때문에 동일한 안테나로 송신과 수신이 모두 가능하다. 유도전파(guided wave)는 신호를 전송선로상의 한 점에서 다른 위치까지 전달하는 반면에 자유공간 전파는 경계가 없는 자유공간으로 방사한다[참고문헌 1]. 따라서 안테나는 자유공간 또는 송신기와 같은 무선회로 사이에서 전송선로에서 출력되는 신호를 경계가 없는 자유공간으로 전달하는 매개 역할을 한다. 전송선로와 안테나의 가장 큰 차이점은 전송선로는 방사로 인한 손실이 아주 작아야 하는 반면, 안테나는 최대 방사되도록 설계해야 한다는 것이다. 이러한 방사는 필드 또는 전류의 흔들림을 일으키는 불연속, 불균형 전류 등으로 발생한다.

[그림 3-1]처럼 안테나는 어떤 무선 시스템에서나 매우 중요한 소자로써 RF 및 마이크로파 신호는 안테나를 통해 자유공간으로 신호를 전송하고, 신호는 자유 공간을 전파하여 그 중 아주 일부만이 수신 안테나로 수신된다. 수신 안테나에서 수신된 신호는 신호의 세기가 미약하기 때문에 보통 증폭기를 거쳐 증폭이 이루어지고, 하향 변환된 후 송신된 정보는 복원 과정을 거치게 된다.

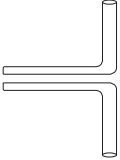
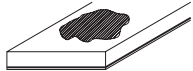
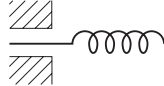
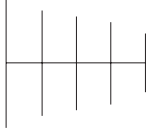
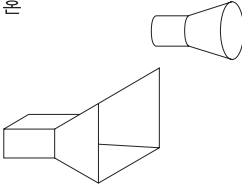


[그림 3-1] 일반적인 무선 시스템

[그림 3-2]에 나타난 것과 같이 다양한 안테나 형태가 존재하며, 다음과 같은 다양한 기준으로 분류할 수 있다.

1. 기하학적 모양

- a. 도선 안테나(wire antenna): 다이폴(dipole), 루프(Loop), 헬릭스(helix)
- b. 개구면 안테나(aperture antenna): 혼(horn), 슬롯(slot)
- c. 평면형 안테나(printed antenna): 패치(patch), 평면 다이폴(printed dipole), 스파이럴(spiral)

다이폴 	루프 	패치 
슬롯 	스파이럴 	헬릭스 
야기우다(Yagi-Uda) 	혼 	노치(Notch) 

[그림 3-2] 여러 가지 안테나 형태[참고문헌 2]

2. 이득

- a. 고이득: 접시(dish)
- b. 중간이득: 혼(horn)
- c. 저이득: 다이폴(dipole), 루프(loop), 슬롯(slot), 패치(patch)

3. 빔의 형태

- a. 전방향(omnidirectional): 다이폴(dipole)
- b. 원형 빔(pencil beam): 접시(dish)
- c. 부채형 빔(fan beam): 배열(array)

4. 대역폭

- a. 광대역: 로그(log), 스파이럴(spiral), 헬릭스(helix)
- b. 협대역: 패치(patch), 슬롯(slot)

안테나는 회로와 자유공간의 인터페이스 역할을 하기 때문에 회로적인 특성과 방사 특성을 모두 가져야 한다. 회로의 관점에서 보면 안테나는 단순히 동작 주파수와 관련된 임피던스 특성을 가진 단일 포트 소자이다.

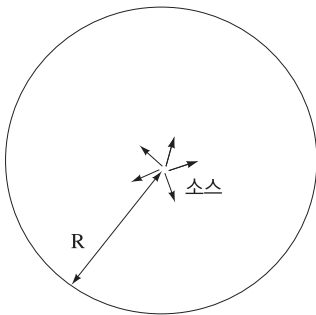
이 장에서는 중요한 안테나의 특성을 설명하고 무선응용서비스에 일반적으로 사용되는 다양한 안테나의 설계에 대해 논의하고자 한다.

3.2 등방성 방사체와 평면파

등방성 방사체(isotropic radiator)는 [그림 3-3]처럼 공간 중의 한 점처럼 모든 방향으로 균일하게 에너지를 방사할 수 있는 특성을 가진, 실제로는 구현할 수 없는 이론적인 안테나다. 방사하는 에너지는 구면의 형태에 균일하게 분포하여 공과 같은 형태의 모습을 가지게 될 것이다. 만약 소스에서 전달하는 전력 이 P_t 라면, 소스에서 거리 R 만큼 떨어진 곳에서 수신되는 전력밀도 P_d 는 다음과 같이 계산하며 단위제곱미터당 와트로 표시한다.

$$P_d = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (3.1)$$

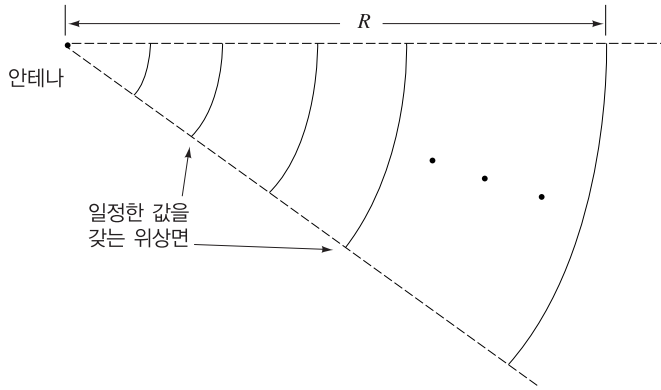
등방성 안테나는 실제로 사용하지 않는 이론적인 안테나지만, 일반적으로 다른 안테나와 비교하기 위한 기준으로 유용하게 사용된다.



[그림 3-3] 등방성 방사소자

[그림 3-4]에 나타난 것처럼 점 소스(point source) 또는 다른 안테나에서 먼 거리에 방사되는 구면파는 수신 안테나 근처에서는 균일한 평면파(plane wave) 형태다. 즉 [그림 3-4]에서 R 이 매우 크면 파는 평면파로 가정할 수 있다. 자유공간에서 평면파에 대한 전계와 자계는 다음 식 (3.2)와 같은 헬름홀츠 방정식을 풀어 얻을 수 있다.

$$\nabla^2 \vec{E} + k_0^2 \vec{E} = 0 \quad (3.2)$$



[그림 3-4] 안테나에서의 방사

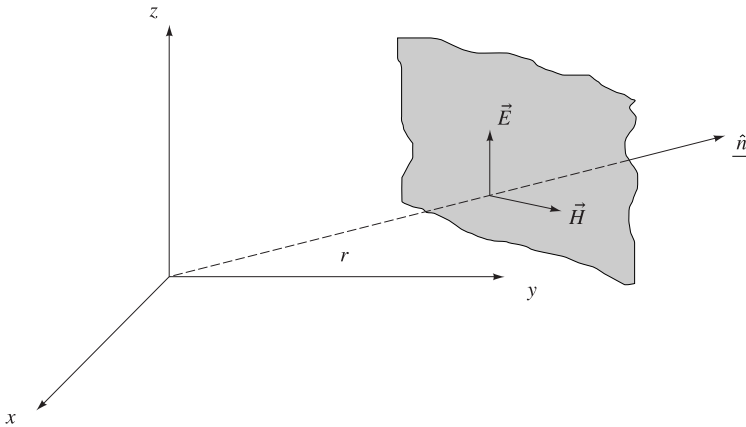
여기서 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 이다. 이때 해는 다음과 같다[참고문헌 1].

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k}_0 \cdot \vec{r}} \quad (3.3)$$

자계는 맥스웰 방정식을 사용하여 전계에서 얻을 수 있고 다음과 같이 주어진다.

$$\vec{H} = -\frac{1}{j\omega\mu_0} \nabla \times \vec{E} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \hat{n} \times \vec{E} \quad (3.4)$$

여기서 μ_0 는 자유공간의 투자율, ϵ_0 는 자유공간 유전율, ω 는 각 주파수, 그리고 k_0 는 전파상수이다. [그림 3-5]에 나타난 것처럼 $\vec{k}_0 = \hat{n}k_0$ 이고, $\hat{n}$ 은 전파가 진행하는 방향으로의 단위 벡터이다. 벡터 E_0 는 전파의 진행방향에 수직이고, H 는 $\vec{E}$ 와 $\hat{n}$ 에 대해 수직방향이다. $\vec{E}$ 와 $\vec{H}$ 모두 일정한 위상을 갖는 면에 위치하기 때문에, TEM 파가 된다.



[그림 3-5] 평면파

자유공간의 임피던스는 다음과 같이 정의한다.

$$\eta_0 = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \text{ 또는 } 377 \Omega \quad (3.5)$$

시평균 전력밀도(time-averaged power density)는 다음과 같으며 역시 단위 제곱 미터당 와트로 표시한다.

$$P_d = \left| \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \right| = \frac{1}{2} \frac{E^2}{\eta_0} \quad (3.6)$$

여기서 (*)는 켈레 복소수(complex conjugate) 항을 의미한다. 식 (3.1)과 식 (3.6)에서는 등방성 안테나에서 R 만큼 떨어진 거리에 주어지는 전계를 구할 수 있다.

$$E = \frac{\sqrt{60P_t}}{R} = \sqrt{2}E_{\text{rms}} \quad (3.7)$$

여기서 E 는 첨두(peak)값을 갖는 필드 크기이고, E_{rms} 는 평균 제곱근값(root mean square)이다.

3.3 원거리장 영역

안테나가 원거리장(far-field) 영역에서 동작한다고 가정하면, 안테나의 방사패턴은 [그림 3-6]과 같은 송신 안테나에서 송신되는 파가 점 소스에서 발생하는 구면파와 같은 형태이므로 특정구간에 대해 평면파가 만들어지는 원거리장에서 측정된다. 거리 R 에서 원거리장 조건을 유도하기 위해 [그림 3-6]처럼 안테나의 최대 크기를 D 로 가정하면 다음과 같은 식을 쓸 수 있다.

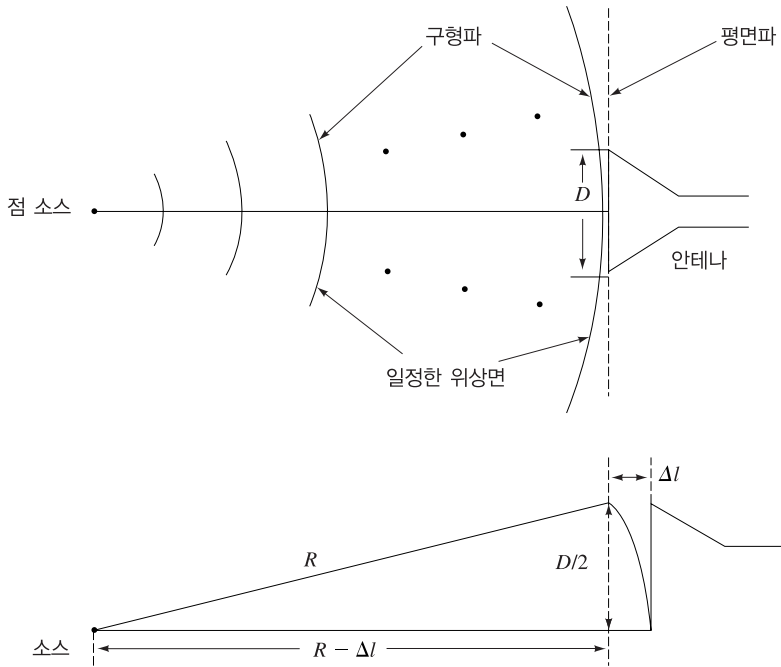
$$\begin{aligned} R^2 &= (R - \Delta l)^2 + \left(\frac{1}{2}D\right)^2 \\ &= R^2 - 2R \Delta l + (\Delta l)^2 + \left(\frac{1}{2}D\right)^2 \end{aligned} \quad (3.8)$$

$R \gg \Delta l$ 에서 식 (3.8)은 다음과 같이 주어진다.

$$2R \Delta l \approx \frac{1}{4}D^2 \quad (3.9)$$

그러므로 다음과 같이 된다.

$$R = \frac{D^2}{8 \Delta l} \quad (3.10)$$



[그림 3-6] 원거리장 영역 기준조건 계산을 위한 설정

$\Delta l = \frac{1}{16}\lambda_0$ 라고 하면 이는 22.5° 의 위상오차와 같은 값이며, 원거리장 동작을 위한 기준조건은 식 (3.11)과 같이 주어진다.

$$R_{\text{far-field}} = \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (3.11)$$

여기서 λ_0 는 자유공간 파장이다. 원거리장 동작을 위한 조건은 다음과 같다.

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (3.12)$$

여기서 주목할 만한 사항은 원거리장 기준조건이 바뀔 수도 있다는 것이다. 예를 들어 11.25° 의 위상오차 또는 $\Delta l = \frac{1}{32}\lambda_0$ 라면 원거리장 동작 기준 조건은 $R \geq 4D^2/\lambda_0$ 이 된다.

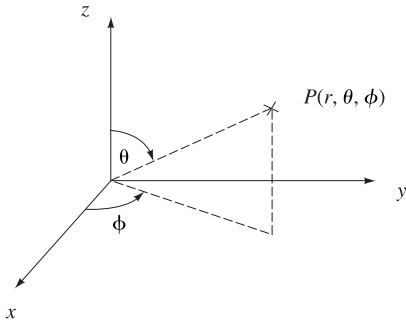
3.4 안테나 해석

안테나의 전자기 방사를 해석하기 위해서는 구형 좌표계(spherical coordinate)를 사용해야 한다. [그림 3-7]처럼 체적 V 를 가진 안테나에 전류 $\vec{J}$ 가 흐른다고 가정하면 비균질성(inhomogeneous) 헬름홀츠 방정식[참고문헌 1]을 풀어 전계와 자계를 얻을 수 있다.

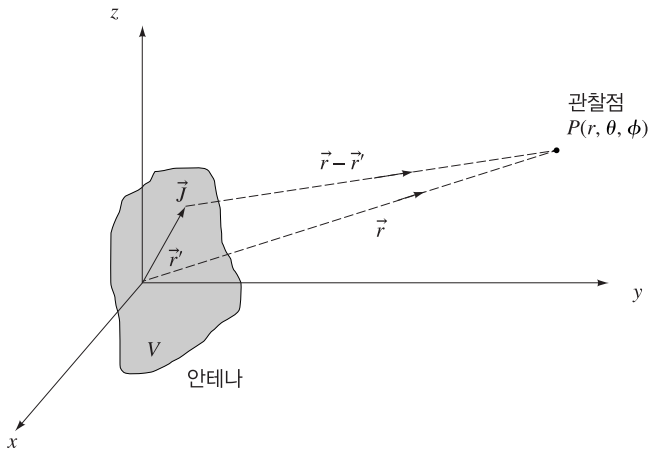
$$\nabla^2 \vec{A} + k_0^2 \vec{A} = -\mu \vec{J} \quad (3.13)$$

여기서 $\vec{A}$ 는 벡터 포텐셜(vector potential)이고 다음과 같이 정의된다.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} = \mu_0 \vec{H} \quad (3.14)$$



(a) 구형 좌표계



(b) 안테나와 관찰점

[그림 3-7] 안테나 해석

방사는 안테나를 흐르는 전류 때문에 발생하며, 이 안테나는 점 $P(r, \theta, \phi)$ 에서 벡터 포텐셜을 일으킨다. 벡터 포텐셜은 식 (3.13)의 해로 주어지며, 결과는 다음과 같다[참고문헌 1].

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dV' \quad (3.15)$$

여기서 r' 는 소스 좌표계이고, r 은 관찰점 좌표계이다. 벡터 포텐셜은 식 (3.16)과 같이 정의된 자유공간의 그린함수(Green's function)에 전류 분포를 곱하고 안테나 체적에 적분하여 얻을 수 있다.

$$\text{자유공간 그린함수} = \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} \quad (3.16)$$

만약 전류 분포를 알고 있다면, 벡터 포텐셜 $\vec{A}(\vec{r})$ 을 결정할 수 있다. $\vec{A}(\vec{r})$ 에서 식 (3.14)를 이용하여 $\vec{H}(\vec{r})$ 을 찾을 수 있고 이것으로 전계 $\vec{E}(\vec{r})$ 을 얻을 수 있다. 그러나 대부분의 경우 전류 분포는 찾기 힘들기 때문에, 일반적으로 수치해석 방법을 사용하여 전류 분포를 얻는다.

3.5 안테나 특성과 파라미터

특정한 안테나의 성능을 평가하기 위한 파라미터에는 여러 가지가 있는데, 이러한 파라미터는 안테나의 특성과 기능의 정보를 제공한다. 이 절에서는 여러 파라미터를 정의하고 설명하였다.

3.5.1 입력 VSWR과 입력 임피던스

1포트 회로의 안테나의 성능은 소스와 안테나 사이에 임피던스 부정합으로 인한 반사되는 신호의 양을 알려주는 단일 산란계수 S_{11} 또는 반사계수 Γ 로 표현된다. 2장에서 설명한 것과 같이 입력 VSWR과 반사손실은 다음과 같이 주어진다.

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.17)$$

$$\text{반사손실(dB)} = -20 \log|\Gamma| \quad (3.18)$$

최적의 VSWR은 $|\Gamma| = 0$ 또는 $\text{VSWR} = 1$ 일 때이다. 이것은 모든 전력이 안테나로 전송되고 반사가 일어나지 않음을 의미한다. 일반적으로 $\text{VSWR} \leq 2$ 가 대부분 안테나에서 적절한 VSWR값의 기준으로

사용된다. 안테나에서 반사되는 전력의 양은 소스에서 가능한 전력에 $|\Gamma|^2$ 을 곱한 만큼이 되며, 안테나에 결합하는 전력은 소스에서 가능한 전력에 $(1 - |\Gamma|^2)$ 을 곱한 값이 된다.

입력 임피던스는 안테나에서 바라본 1 포트 임피던스로 안테나와 연결된 송신기 또는 수신기에서 안테나로 표현되는 임피던스다. 입력 임피던스는 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.19)$$

여기서 Z_0 는 연결하는 전송선로의 특성 임피던스이다. 완벽한 정합을 위해서는 입력 임피던스가 Z_0 와 같아야 한다.

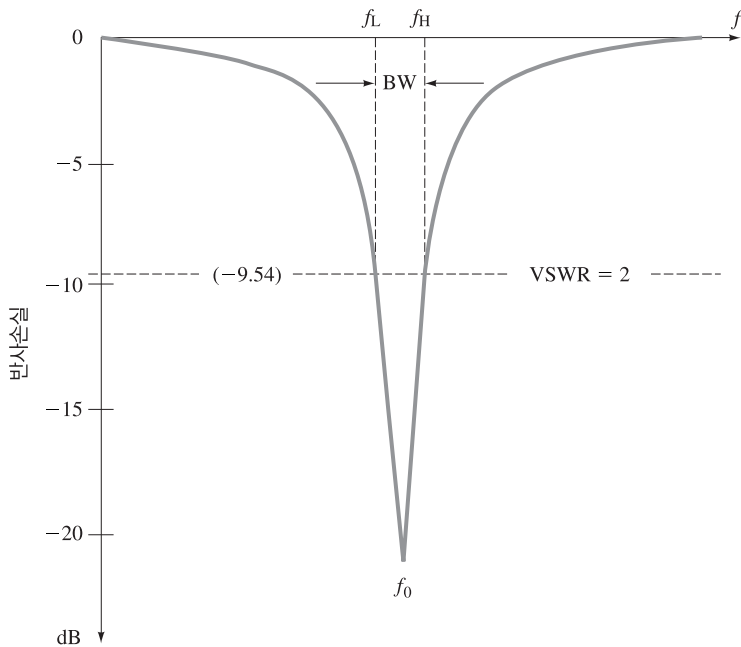
3.5.2 대역폭

안테나의 대역폭(bandwidth)은 광범위하게 특정한 기술 기준과 특성과 관련되어 그 성능을 만족하게 하는 주파수 대역으로 정의한다. 일반적으로 대역폭은 중심 주파수의 백분율로 나타내며 상한 주파수와 하한 주파수의 비율로 정해진다. 안테나의 특성은 주파수의 변화에 따라 여러 특성이 영향받기 때문에 대역폭의 유일한 정의는 존재하지 않는다. 가장 일반적으로 사용되는 대역폭의 정의는 패턴 대역폭과 임피던스 대역폭이다.

안테나에 입력되는 전력은 주파수에 대한 입력 임피던스의 범위에 의해 결정된다. 그러므로 임피던스 대역폭은 입력 임피던스가 특정한 기준을 만족하는 주파수 대역을 의미한다. 통상적으로 이 기준은 $VSWR \leq 2$ (또는 $|\Gamma| \leq \frac{1}{3}$) 이 되며, 이는 입력전력의 약 11%가 반사가 되는 값이다. [그림 3-8]에 대역폭 정의를 나타내었다[참고문헌 2]. 때로는 $VSWR$ 이 1.5보다 작거나 같아야 한다는 더 제한된 조건이 요구되기도 한다. 또한 안테나의 동작 대역폭은 일반적으로 임피던스 대역폭보다 값이 더 작는데 이는 이득, 효율, 패턴 등 다른 파라미터 또한 주파수 함수로 나타나며 임피던스 대역폭을 저하할 수 있기 때문이다.

3.5.3 전력방사 패턴

안테나에 의해 방사되는(또는 수신되는) 전력은 안테나의 거리와 각도에 의한 함수로 나타낸다. 전기적으로 먼 거리에서 전력밀도는 임의의 방향에 대해서 $1/r^2$ 으로 감소한다. 각도의 변화에 따른 전력밀도의 변화를 그리면 방사패턴이 되는데, 전기적으로 먼 거리에서(즉 원거리장 또는 평면파 영역) 패턴은 거리와 관계없이 주어진다.

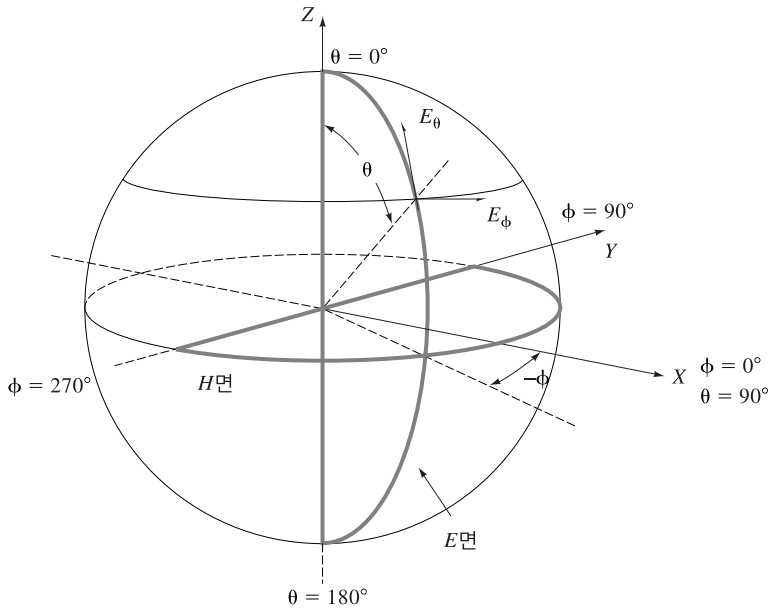


[그림 3-8] VSWR = 2 대역폭[참고문헌 2]

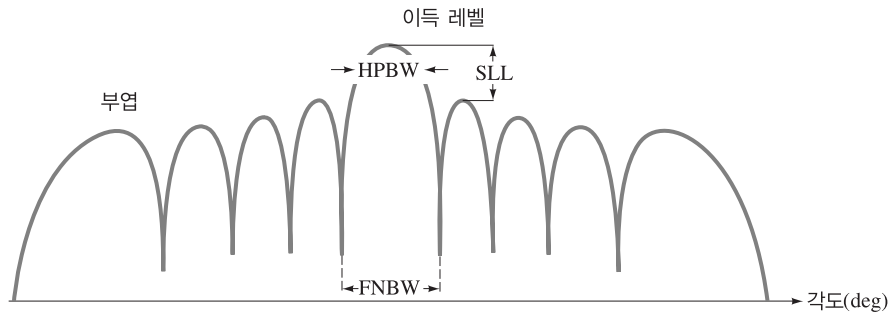
안테나의 완전한 방사패턴은 안테나를 둘러싸고 있는 가상적인 공 위로 그려진 전계 또는 자계를 나타내야 하지만, 때로는 중심 패턴에 대한 단면으로도 충분하다. [그림 3-9]에 안테나 패턴의 단면을 나타내었다. 그림에 나타난 것처럼 안테나는 동일편파(co-polarization)와 교차편파(cross-polarization)를 갖는 E 면(E -plane) 패턴과 H 면(H -plane) 패턴을 각각 가진다. E 면 패턴은 전계 벡터(E_θ)와 최대값을 갖는 방사 방향을 포함하며, E_ϕ 는 교차편파 성분이다. 동일하게 H 면 패턴은 자계 벡터와 최대값을 갖는 방사 방향을 포함한다. [그림 3-10]은 E 면과 H 면의 안테나 패턴을 나타낸다. 패턴은 반치전력 빔폭(half-power beamwidth)과 부엽레벨(sidelobe level), 이득 등의 정보를 포함한다.

3.5.4 반치전력 빔폭과 부엽레벨

반치전력 빔폭(HPBW)은 방사의 크기가 최대값의 반이 되는 지점(또는 3 dB 아래)의 각도 영역으로 정의하며, 부엽레벨은 주엽(mainlobe)을 제외한 첨두값을 갖는 방사전력레벨을 의미한다. 부엽레벨은(SLL)은 일반적으로 주엽의 최대값 아래 데시벨 값으로 표현된다. [그림 3-10]에 반치전력 빔폭(HPBW)과 부엽레벨(SLL)을 나타내었다. 그림에 나타난 것처럼 첫 번째 널(null) 사이 빔폭을 FNBW(First Null Beam Width)라고 한다.



[그림 3-9] 안테나 패턴 좌표[참고문헌 2]



[그림 3-10] 안테나 패턴 특성[참고문헌 2]

3.5.5 지향성, 이득, 효율

지향성(directivity) $D_{\max}$ 는 최대값을 갖는 방향에서 방향이득(directive gain)의 값으로 정의된다. 지향성 이득 $D(\theta, \phi)$ 는 등방성 소스에 의해 방사되는 전력밀도에 대한 포인팅(poynting) 전력밀도의 비로 정의된다. 그러므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$D(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{P_t/4\pi R^2} \quad (3.20)$$

$$D_{\max} = \frac{S(\theta, \phi) \text{의 최대값}}{P_t/4\pi R^2} \quad (3.21)$$

여기서 $\vec{S}(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*]$ 이다.

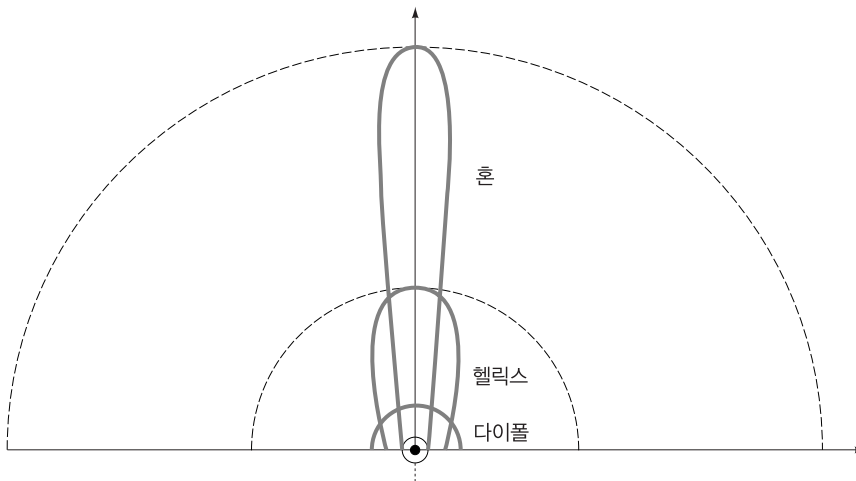
등방성 안테나의 지향성은 정의에 의해 1이며, 다른 안테나들은 1보다 큰 값을 갖는다. 따라서 지향성은 등방성 안테나에 비해 안테나의 지향성이 어느 정도 되는지를 나타내는 데 사용한다.

안테나의 이득은 지향성에 에너지를 방사하기 위한 안테나의 개구면 효율(efficiency)이 곱해진 값으로 정의된다.

$$\text{이득} = G = \eta D_{\max} \quad (3.22)$$

$$\eta = \text{효율} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{rad}} + P_{\text{loss}}} \quad (3.23)$$

여기서 P_{rad} 는 실제 방사된 전력이며, P_{in} 은 안테나에 결합된 전력, P_{loss} 는 안테나에서 손실된 전력이다. 안테나에서 손실은 저항성손실, 도체손실 또는 유전체손실 등이 될 수 있다. 일반적으로 빔폭이 줄어들면 이득은 증가한다. [그림 3-11]에 세 가지 다른 안테나에 대한 이득을 비교하여 나타내었다. 식 (3.21)과 (3.22)에서 최대값을 갖는 방향으로의 방사전력 밀도 $P_{d,\max} = G(P_t/4\pi R^2)$ 이다.



[그림 3-11] 이득의 비교[참고문헌 2]

3.5.6 편파와 교차편파 레벨

안테나의 편파(polarization)는 방사되는 전파 중 전계의 편파를 의미한다. 안테나에서 방사되는 파는 선형편파(LP, linearly polarized)와 원형편파(CP, circularly polarized)로 구분할 수 있다. 전파의 편파는 시간이 진행함에 따른 전계 벡터의 기울기에 따라 정해진다. 만약 궤적이 직선이라면 전파는 선형편파이며, 궤적이 원이라면 전파는 원형편파가 된다. 이상적으로 선형편파는 전계가 단지 한 방향으로만 진행한다는 의미이며, 이런 경우는 실제로는 거의 존재하지 않는다. 선형편파에 대해 교차편파 레벨(CPL, cross-polarization level)은 편파의 순수한 정도를 나타내는 양에 대한 기준이 된다. 예를 들어 수직 편파 안테나의 경우, CPL은 수평방향으로 존재하는 전계 때문에 발생한다. 보통 CPL은 동일편파 레벨보다 낮은 데시벨 값으로 측정된다.

3.5.7 유효면적

유효면적(effective area) A_e 은 안테나 이득과 관련되며 다음 식으로 주어진다.

$$G = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_e \quad (3.24)$$

수신 안테나를 생각한다면 쉽게 유효면적의 개념을 이해할 수 있다. 유효면적은 입사파가 안테나에 의해 유효하게 흡수되는 면적으로 나타내며[참고문헌 3], 안테나의 물리적인 면적에(그보다 작긴 하지만) 비례한다.

3.5.8 빔 효율

빔 효율(beam efficiency)은 안테나의 성능을 측정하는 데 자주 사용하는 파라미터로, 빔 효율은 전체 안테나에 의해 송신되거나 수신되는 전력에 대한 원뿔각(cone angle) 내에 송신되거나 수신되는 전력의 비율로 정의된다. 따라서 빔 효율은 주빔(main beam)과 관련하여 부엽에 의해 송신되거나 수신된 전력량의 척도이다.

3.5.9 후면방사

후면방사(back radiation)란 안테나의 후면방향으로 방사되는 양으로써 일반적으로 후면 대 전면(back-to-front) 전력비를 데시벨로 나타낸 값이다.

3.5.10 고이득 안테나의 설계

전기적으로 크고 높은 이득을 갖는 안테나의 이득과 빔폭을 빠르게 계산하기 위한 몇 가지 간편한 공식이

있다. 우선 3 dB 빔폭을 계산하는 공식은 다음과 같다[참고문헌 3].

$$BW = K_1 \frac{\lambda_0}{D} \quad (3.25)$$

여기서 D 는 패턴이 있는 평면에서의 개구면 크기이다. 간략한 계산을 위해 $K_1 = 70^\circ$ 를 사용하면, 예를 들어 안테나의 길이가 10 cm일 때 30 GHz에서의 빔폭은 7° 가 된다.

[참고문헌 3]에 안테나 이득을 계산하기 위한 공식이 다음과 같이 주어져 있다.

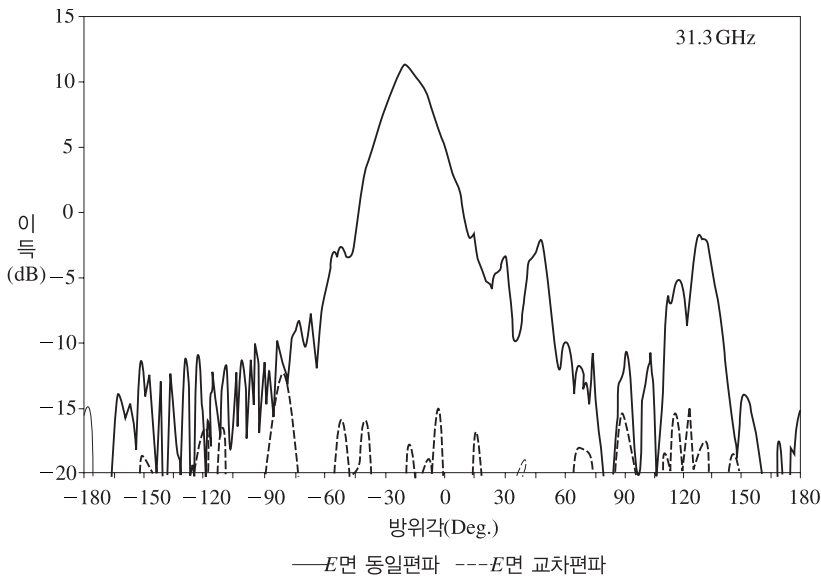
$$G = \frac{K_2}{\theta_1 \theta_2} \quad (3.26)$$

여기서 K_2 는 단위가 없는 상수이고, θ_1 과 θ_2 는 두 직교 평면에서 각도로 주어지는 3dB 빔폭이다. 정확한 K_2 의 값은 안테나 효율에 따라 정해지는데, 일반적으로 $K_2 = 30,000$ 을 사용할 수 있다.

예제 3-1

8개의 소자로 이루어진 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 E 면 패턴을 [그림 3-12][참고문헌 4]에 나타내었다. 이 패턴의 특성을 설명하시오.

풀이



[그림 3-12] 31.3 GHz에서 동작하는 8소자 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 E 면 패턴(IEEE의 허가 하에 [참고문헌 4] 참조)

[그림 3-12]에 보인 패턴에서의 이득은 11.4 dB이며, 반치전력 빔폭은 약 22.2° 이다. 교차편파 방사레벨은 주엽의 동일편파 방사레벨보다 26 dB 정도 작은 값을 갖는다. 첫 번째 SLL은 주엽보다 약 14 dB 정도 낮은 값을 갖는다. 최대 후면 방사는 주엽보다 약 13 dB 정도 낮은 레벨로 135° 주변에서 발생한다.

3.6 모노폴과 다이폴 안테나

모노폴(monopole)과 다이폴(dipole) 안테나는 일반적으로 전방향성 때문에 무선통신, 방송, 셀룰러 단말기 등에 사용된다. [그림 3-13]에 몇 가지 예를 나타내었다. 금속이나 접지면과 같은 영상면을 가진 모노폴 안테나는 다이폴 안테나와 비슷한 방사 특성을 갖는다. 길이 l 을 가진 다이폴은 금속이나 접지면에 놓인 $\frac{1}{2}l$ 길이의 모노폴과 동일한 특성을 갖는다. 길이 $l < \lambda_0$ 를 가진 다이폴에 대해 E 면 방사 패턴은 [그림 3-14]처럼 구멍이 있는 도넛 또는 8자 형태의 모양을 갖는다. 최대 방사는 $\theta = 90^\circ$ 일 때 발생하고 $\theta = 0^\circ$ 에서는 방사가 일어나지 않는다. H 면 방사패턴은 원형으로, 안테나는 모든 ϕ 방향으로 균일하게 방사가 된다는 것을 의미한다. 그러므로 ϕ 방향으로는 지향성이 없고, 단지 θ 방향으로만 지향성이 있기 때문에 전방향 안테나로 불린다. ϕ 방향으로 지향성이 없기 때문에 안테나는 H 면에서 임의의 방향에서 오는 신호를 수신할 수 있고 이 때문에 방송이나 무선응용 서비스에 유용한 안테나로 사용된다. 안테나는 H 면으로는 이득이 없고, 즉 $G = 1$, E 면 패턴에서는 이득이 낮기 때문에 넓은 빔폭을 갖는다.

다이폴에 사인함수 형태의 전류 분포를 가정하면 방사되는 필드는 식 (3.14)와 (3.15)에서 얻을 수 있다 [참고문헌 5]. [그림 3-15]에 길이 l 을 갖는 여러 다이폴에 대한 안테나 패턴을 나타내었다[참고문헌 3]. 안테나의 길이 l 이 λ_0 보다 커질 때 패턴의 형태가 일그러지기 때문에 대부분의 경우 $l < \lambda_0$ 가 사용된다.

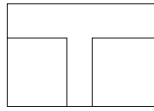
$l = \frac{1}{2}\lambda_0$ 일 때 반파장 다이폴이라고 한다. 반파장 다이폴(또는 1/4파장 모노폴) 안테나는 약 73Ω 의 입력 임피던스를 가지고 1.64의 안테나 이득을 갖는다. $l \ll \lambda_0$ 인 매우 짧은 다이폴에 대해 입력 임피던스는 매우 작기 때문에 임피던스 정합이 어렵다. 또한 효율은 낮으며 대부분의 전력은 안테나에서 소모된다. 짧은 다이폴에 대한 이득은 약 1.5(또는 1.7 dB) 정도이다.

실제로 안테나는 항상 전송선로로 급전된다. [그림 3-16]에 이동통신 응용을 위한 1/4 파장 모노폴을 나타내었다. 이러한 형태의 안테나는 일반적으로 유연성을 갖는 소자를 사용하며, 1/4 파장 ‘휩(whip) 안테나’로 안테나는 차의 지붕인 접지면에 설치된다. 접지면이 매우 크고 완전 도체로 만들어졌다면 이

안테나의 방사패턴은 반파장 다이폴의 방사패턴과 같다. 그러나 입력 임피던스는 반파장 다이폴 입력 임피던스의 1/2이 된다.



자동차



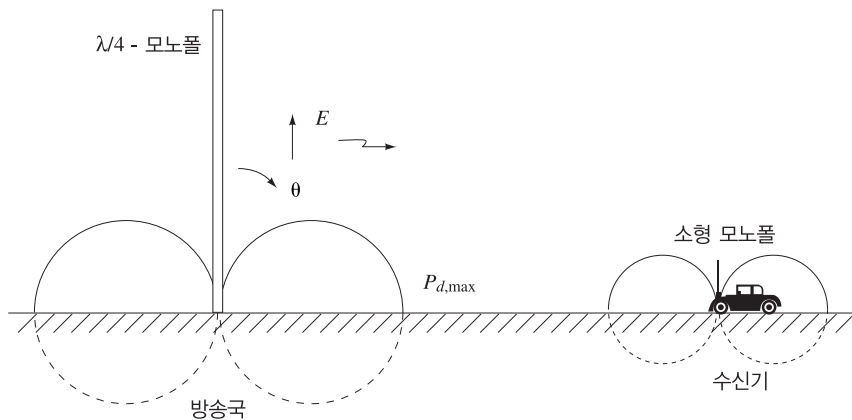
자동차 유리



TV

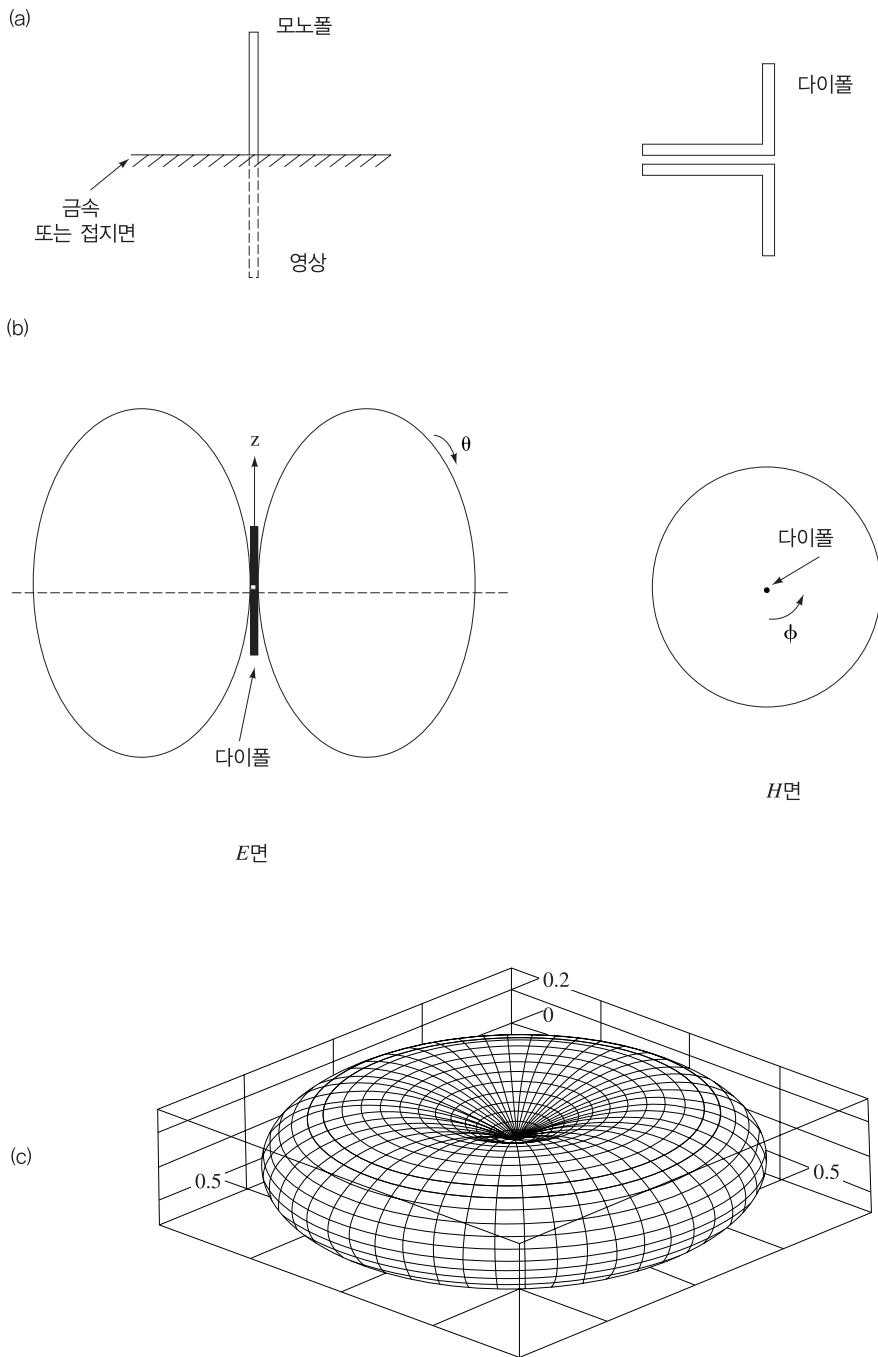


셀룰러 전화

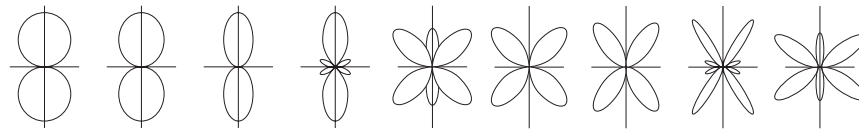


[그림 3-13] 다이폴과 모노폴 안테나의 예

여러 형태의 다이폴과 모노폴 안테나가 다양한 무선응용 서비스로 사용되고 있다. 폴디드 다이폴(folded dipole) 안테나는 [그림 3-17]에 나타낸 것처럼 양쪽 끝에 두 개의 원통형 다이폴을 합쳐서 만들며, 폴디드 다이폴 안테나의 급전은 대칭(symmetrical) 모드와 비대칭(asymmetrical) 모드, 두 모드의 중첩을 고려할 수 있다[참고문헌 6].

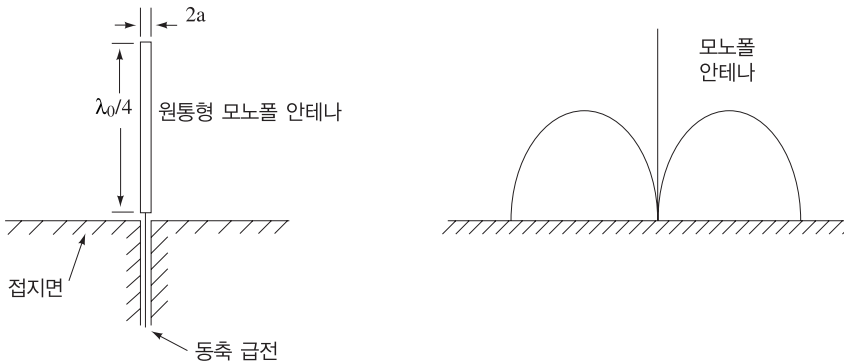


[그림 3-14] (a) 얇은 도선 다이폴과 모노폴 안테나, (b) E 면과 H 면 방사패턴, (c) 방사패턴의 3차원 모습

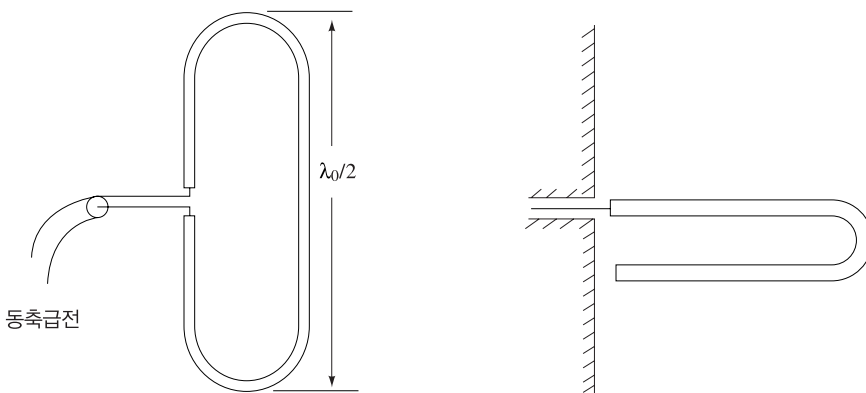


$$\ell = 0.5 \lambda_0 \quad 0.75 \lambda_0 \quad \lambda_0 \quad 1.25 \lambda_0 \quad 1.5 \lambda_0 \quad 1.75 \lambda_0 \quad 2 \lambda_0 \quad 2.25 \lambda_0 \quad 2.75 \lambda_0$$

[그림 3-15] Sine 함수 전류 분포를 가정한 중앙급전 다이폴과 매우 얇은 다이폴의 방사패턴(McGraw Hill의 허가 하에 [참고문헌 3] 참조)



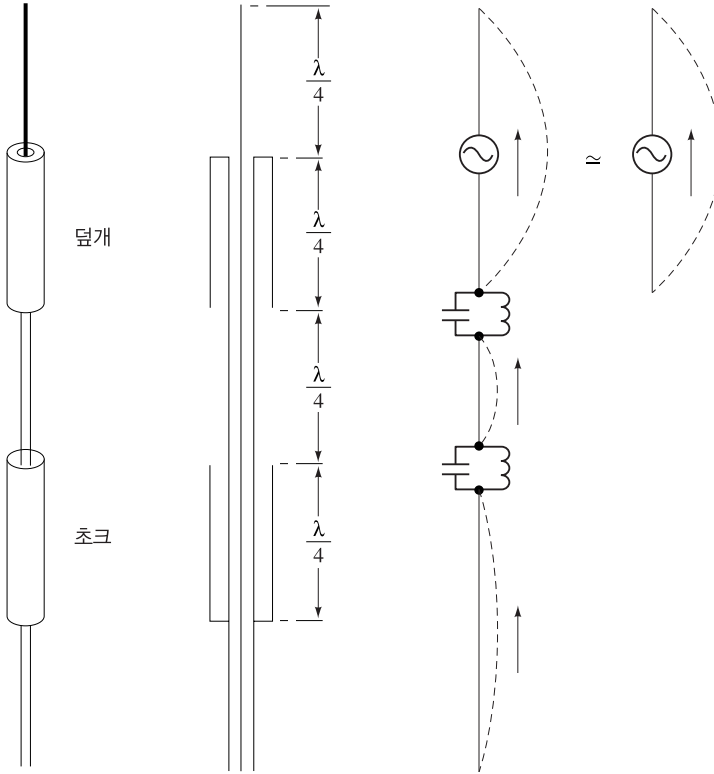
[그림 3-16] 1/4파장 휩(whip) 안테나와 패턴



[그림 3-17] 폴디드 다이폴과 모노폴

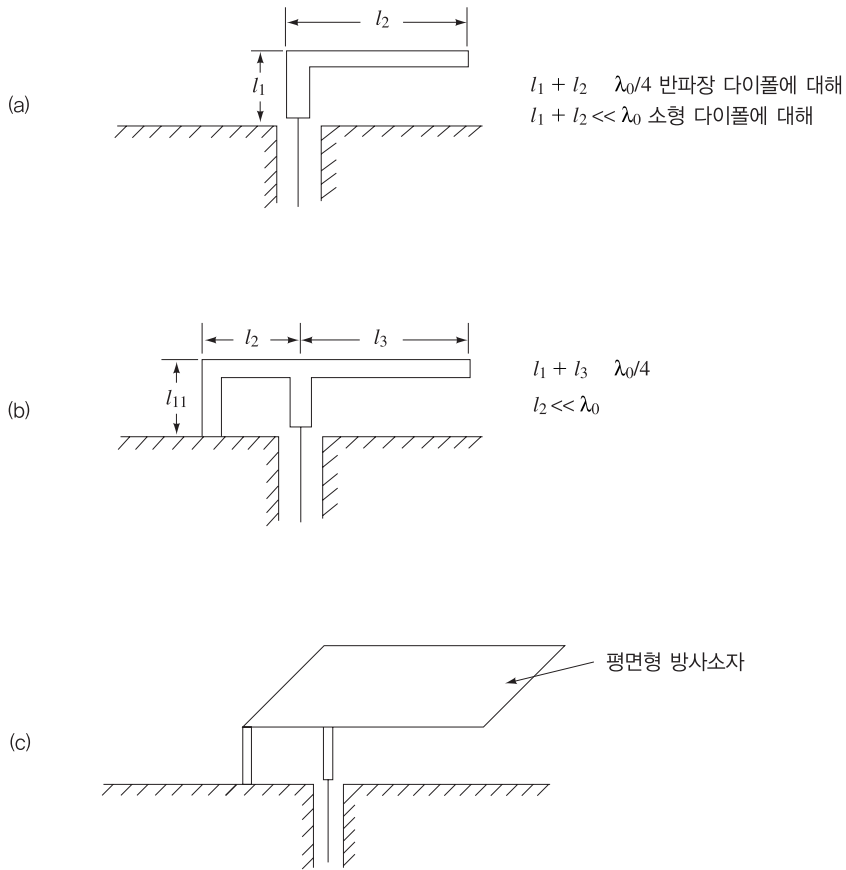
[그림 3-18]에 슬리브 안테나(sleeve antenna)를 나타내었다[참고문헌 7]. 동축 원통형 외부는 1/4 파장 초크처럼 동작을 하는데, 동축케이블의 외부로 안테나 전류가 흘러나오는 것을 막는 역할을 한다. 동

축케이블의 아래쪽 부분의 초크는 전류누설을 막아 방사패턴 특성을 향상하기 위해 사용된다. 이 안테나는 접지면이 필요하지 않으며 반파장 다이폴 안테나와 동일한 특성을 갖는다. 이 안테나의 급전구조는 중앙급전 다이폴 안테나보다 차량탑재에 더 적절한 형태이다.



[그림 3-18] 차량응용을 위한 슬리브 안테나(McGraw-Hill의 허가 하에, [참고문헌 7] 참조)

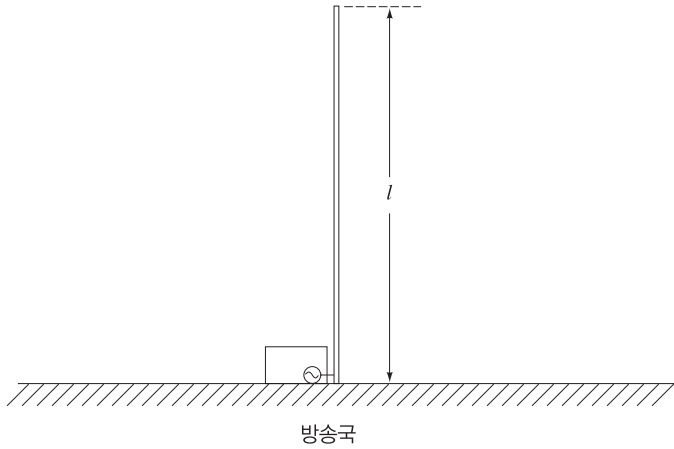
[그림 3-19(a), (b)]에 변형된 모노폴 안테나인 역 L 형(inverted L)과 역 F 형(inverted F) 안테나를 나타내었다. 이 안테나는 로우 프로파일(low profile) 안테나로 접지면에 설치된 1/4 파장 모노폴 소자를 곁혀서 L 형과 F 형으로 만든다. 도선은 광대역 특성을 갖는 평면소자로 대체될 수 있다[참고문헌 7]. [그림 3-19(c)]에 변형된 구조를 나타내었다. 이러한 형태의 안테나는 휴대용 단말기에 사용된다.



[그림 3-19] (a) 역 L형 안테나(ILA), (b) 역 F형 안테나(IFA), (c) 평면 역 F형 안테나

예제 3-2

[그림 3-20]에 나타난 것처럼 모노폴 안테나를 사용하여 출력 100kW를 송신하고 600kHz에서 동작하는 AM 방송국이 있을 때 (a) 안테나가 등가의 반파장 다이폴이라면 l 의 길이는 얼마인가? (b) 방송국에서 100km 떨어진 곳의 최대 rms 전계(V/m)는 얼마인가? 반파장 다이폴은 1.64의 안테나 이득을 갖는다.



[그림 3-20] 모노폴 안테나를 사용하는 방송국

풀이

(a)

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/sec}}{600 \times 10^3 \text{ sec}^{-1}} = 500 \text{ m}$$

$$2l = \text{모노폴과 그 영상} = \frac{1}{2} \lambda_0$$

$$l = \frac{1}{4} \lambda_0 = 125 \text{ m}$$

(b) 거리 R 에서 등방성 안테나에 대한 전력밀도는 식 (3.1)에 나타난 것처럼 $P_t/4\pi R^2$ 와 같다. 이득 G 를 가진 방향성 안테나에 대해 최대 전력밀도는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{d,\max} &= G \frac{P_t}{4\pi R^2} = 1.64 \times \frac{100 \times 10^3 \text{ W}}{4 \times 3.14 \times (100 \times 10^3 \text{ m})^2} \\ &= 1.31 \times 10^{-6} \text{ W/m}^2 \end{aligned}$$

최대 전력밀도는 $\theta = 90^\circ$ 일 때, 즉 접지면 위에서 발생한다.

식 (3.6)과 (3.7)에서 다음의 식으로 나타난다.

$$P_d = \frac{E_{\text{rms}}^2}{\eta_0} \quad \eta_0 = 377 \Omega$$

최대 E_{rms} 는 다음과 같다.

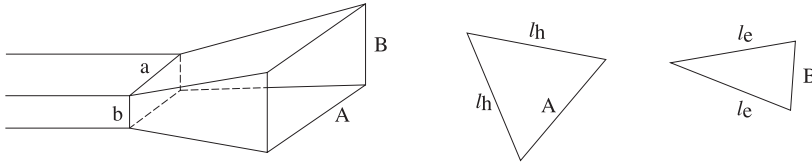
$$E_{\text{rms}} = \sqrt{P_{d,\max} \eta_0} = 22.2 \text{ mV/m}$$

3.7 혼 안테나

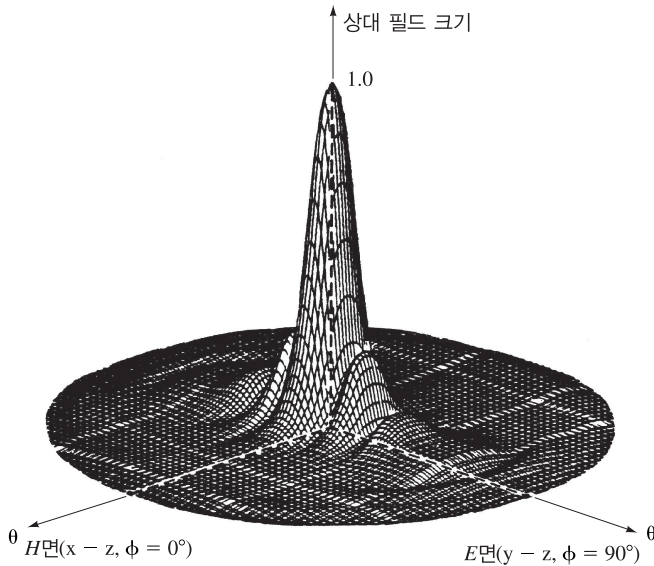
혼 안테나(horn antennas)는 도파관과 자유공간 사이를 연결하는 소자이다. 구형 도파관 혼 안테나에 연결하기 위해서는 구형 도파관 급전을 사용하며, 원형 도파관 혼 안테나를 위해서는 원형 도파관 급전을 사용한다. 혼 안테나는 일반적으로 다양한 시스템에서 소형 중간이득 안테나로(compact medium-gain), 안테나 이득 측정을 위한 표준 안테나로, 그리고 파라볼라 접시형 안테나 급전으로 사용한다. 크기를 알고 있다면 혼 안테나의 이득은 0.1 dB 정확도로 계산이 가능하기 때문에 안테나 측정에서 이득을 측정하기 위한 표준 안테나로 사용한다.

[그림 3-21(a)]에 나타난 구형 피라미드 혼에 대한 최적 이득의 크기는 다음과 같이 설계할 수 있다[참고문헌 3].

$$A = \sqrt{3\lambda_0 l_h}, \quad B = \sqrt{2\lambda_0 l_e} \quad (3.27)$$



(a) 구조



(b) 3차원 방사패턴

[그림 3-21] 구형 도파관에 의해 급전된 구형 피라미드 혼 안테나

여기서 A 와 B 는 혼 안테나의 크기이고, l_e 와 l_h 는 혼의 경사진 면의 길이로 [그림 3-21]과 같다. 유효 면적은 개구면 면적의 50% 정도이고 이득은 다음과 같이 주어진다.

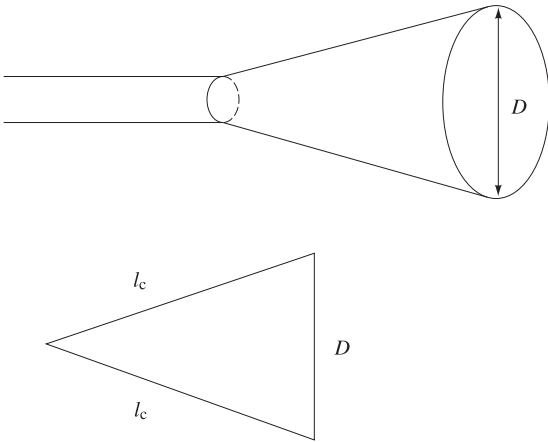
$$\text{이득(dB)} = 8.1 + 10 \log \frac{AB}{\lambda_0^2} \quad (3.28)$$

한 예로 10 GHz에서 동작하는 $A = 9$ 인치와 $B = 4$ 인치를 가진 혼 안테나는 22.2 dB의 이득을 가질 것이다. [그림 3-21(b)]에 3차원 방사패턴을 나타내었다.

최적의 이득을 갖는 [그림 3-22]와 같은 원형 혼 안테나의 경우 직경은 다음의 두 식과 같이 주어진다[참고문헌 8].

$$D = \sqrt{3l_c\lambda_0} \quad (3.29a)$$

$$\text{이득(dB)} = 20 \log \frac{\pi D}{\lambda_0} - 2.82 \quad (3.29b)$$

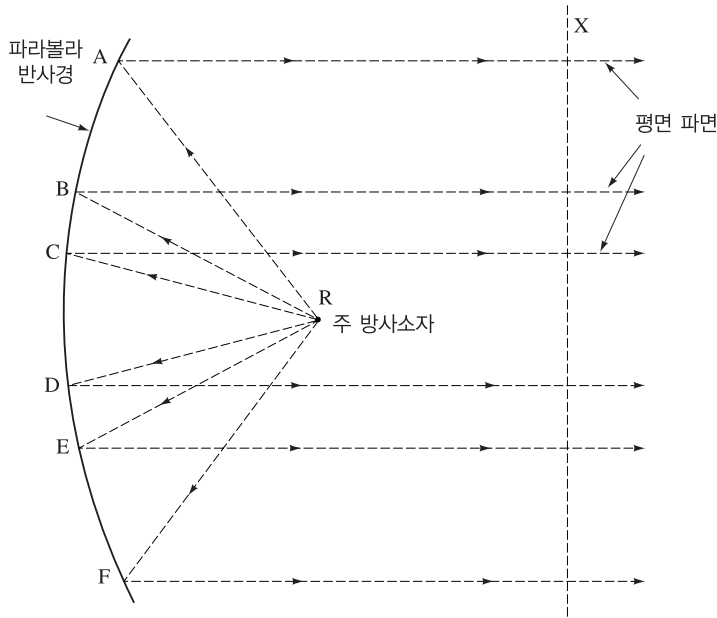


[그림 3-22] 원형 도파관에 의해 급전된 원통형 혼 안테나

3.8 파라볼라 접시 안테나

파라볼라 접시 안테나(parabolic dish antennas)는 고이득 안테나로써 점대점 위성 및 무선 링크를 위해 일반적으로 사용하는 반사경(reflector) 안테나이다.

파라볼라 접시는 기본적으로 초점에서 소스에 의해 일루미네이션(illumination)되는 금속접시 안테나이다. [그림 3-23]에 나타난 것처럼 소스에 의해 일루미네이션되는 구면(spherical wavefront)은 접시 안테나에 의해 평면(planar wavefront)으로 변환된다[참고문헌 9].



[그림 3-23] 파라볼라 접시 안테나의 방사(Longman Scientific & Technical의 허용으로 [참고문헌 9]에서 발췌)

100%의 일루미네이션 효율에 대해, 유효면적은 물리적 면적과 같다.

$$A_e = \pi \left(\frac{D}{2} \right)^2 = A \quad (3.30)$$

여기서 D 는 접시 안테나의 직경이다.

실제로 일루미네이션 효율 η 는 급전 과잉, 차단, 손실 때문에 55~75% 사이의 값을 갖는다. 최악의 경우 55%효율을 사용하면 다음 식과 같다.

$$A_e = \eta A = 0.55\pi\left(\frac{1}{2}D\right)^2 \quad (3.31)$$

안테나의 이득은 식 (3.24)에서 다음과 같이 나타난다.

$$G = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_e = 0.55 \left(\frac{\pi D}{\lambda_0} \right)^2 \quad (3.32)$$

반치전력 빔폭은($K_1 = 70^\circ$ 를 가정한 식 (3.25)에서) 대략 다음과 같이 주어진다.

$$\text{HPBW} = 70 \frac{\lambda_0}{D} \quad (\text{deg}) \quad (3.33)$$

예제 3-3

직경 3 ft를 가진 파라볼라 접시 안테나가 10 GHz에서 동작한다. 대략적인 이득, 빔폭, 원거리장 이 동작하는 거리를 구하시오. 일루미네이션 효율은 55%이다.

풀이

$$D = 3 \text{ ft} = 36 \text{ in.}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = 3 \text{ cm} = 1.18 \text{ in.}$$

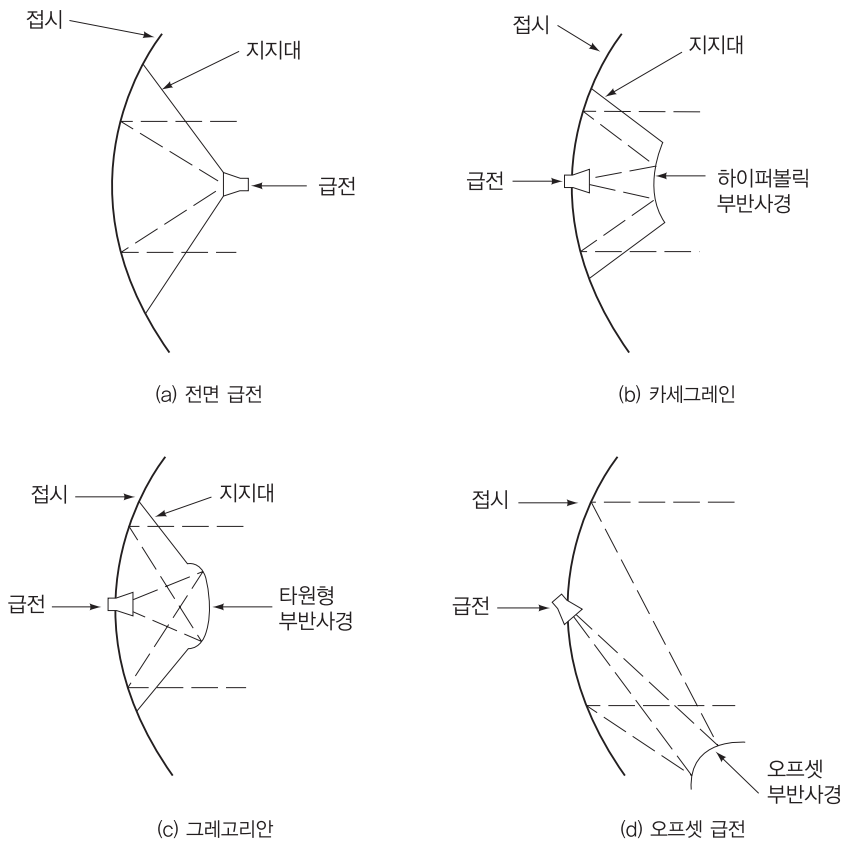
$$\text{이득} = 10 \log \left[0.55 \left(\frac{\pi D}{\lambda_0} \right)^2 \right] = 37 \text{ dB 또는 } 5047$$

$$\text{빔폭} = 70 \frac{\lambda_0}{D} = 2.29^\circ$$

원거리장 동작에 대한 식은 다음과 같다.

$$R > \frac{2D^2}{\lambda_0} = 2196 \text{ in. 또는 } 183 \text{ ft.}$$

설명한 바와 같이 접시 안테나는 매우 높은 이득과 좁은 빔폭을 가진다. 따라서 접시 안테나의 정렬은 매우 중요하다. 파라볼라 접시는 일반적으로 동축케이블에 연결된 혼 안테나로 급전되며 전면 급전(front feed), 카세그레인(Cassegrain), 그레고리안(Gregorian), 오프셋 급전(offset feed) 방법과 같은 4개의 급전방법이 있다[참고문헌 9]. 전면급전 방법이 가장 간단한 방법으로 일루미네이션 효율은 단지 55~60% 이며, 급전과 급전 구조는 개구면을 일부 차단하며 부엽레벨과 교차편파를 증가시킨다. 카세그레인 방법은 급전이 다른 프런트엔드(front-end) 하드웨어에 더 가깝고 연결선도 더 짧아질 수 있다는 장점이 있다. 그레고리안 방법은 카세그레인 급전과 유사하지만 타원형 반사경을 사용하며 일루미네이션 효율은 76% 정도이다. 오프셋급전 방법은 급전 또는 부반사경에 의한 개구면 차단을 피할 수 있으며, 부엽레벨은 더 작고, 전체 사이즈가 동일한 이득에 대해 더 작다.



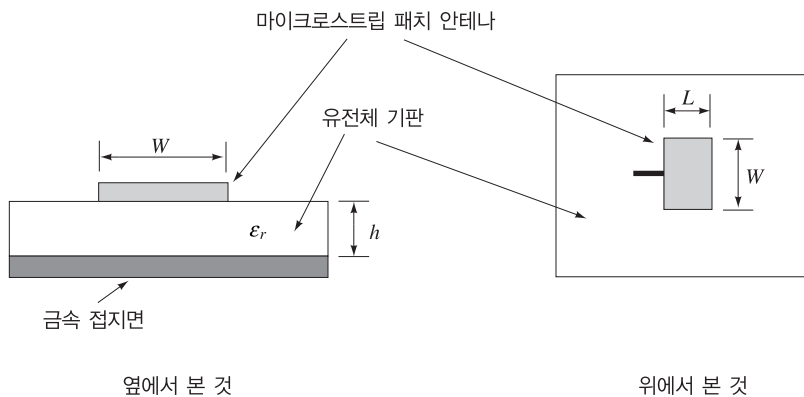
[그림 3-24] 파라볼라 접시 안테나 급전 방법(Longman Scientific & Technical의 허가 하에 [참고문헌 9] 참조)

파라볼라 접시 안테나는 낮은 마이크로파 주파수와 UHF 대역에서 크기가 크기 때문에, 전체가 아닌 접시 안테나의 일부분만 사용되기도 한다. 이것을 절단 파라볼라 접시(truncated parabolic dish)라고 하며 보통 선박에서 볼 수 있다. 또한 접시 안테나를 더 가볍게 만들고, 강한 바람에 견딜 수 있게 하기 위해 고체 금속으로 만드는 대신에 금속 그물 형태로 만든 접시 안테나를 사용한다.

3.9 마이크로스트립 패치 안테나

마이크로스트립 패치 안테나(microstrip patch antenna)는 구조적으로 간단하고, 효율이 높으며, 공형(conformal)이기 때문에 널리 사용된다. 마이크로스트립 안테나의 가장 일반적인 형태 중 하나는 사각형 패치다.

[그림 3-25]에 접지면을 가진 유전율 ϵ_r 인 유전체 기판 위에 폭 W 와 길이 L 을 가진 전형적인 사각형 패치 안테나를 나타내었다. 기판의 아래면은 접지면이 무한하다고 가정하며, 유전체 기판의 두께 h 는 $0.02\lambda_g$ 보다 작거나 같게 설계된다. 여기서 λ_g 는 유전체의 파장이다.

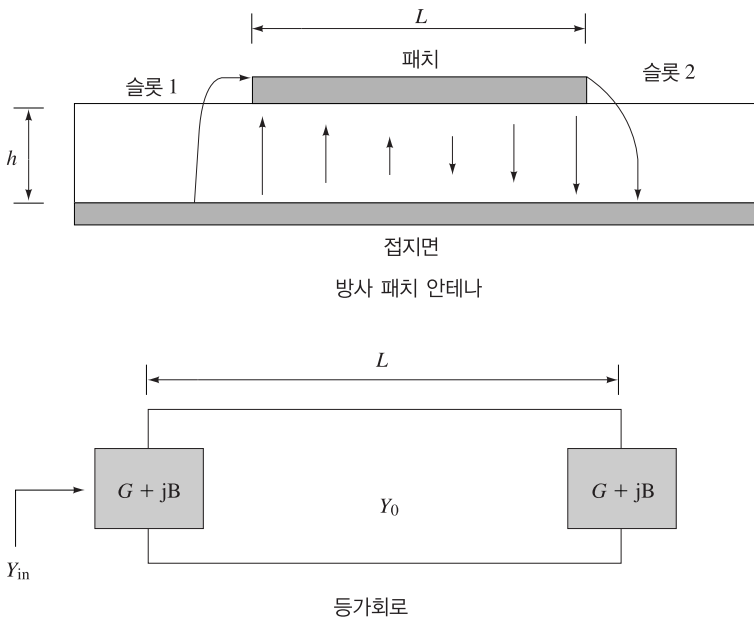


[그림 3-25] 사각 패치 안테나

마이크로스트립 패치 안테나의 해석과 설계를 위해 몇 가지 이론적 방법을 사용한다. 첫 번째는 전송선로 모델[참고문헌 10]로 이 이론은 단순히 사각 패치가 방사 임피던스에 의해 종단된 매우 넓은 전송선로라는 사실에 기초한다. 전송선로 모델은 마이크로스트립 전송선로 특성을 설명하는 공식이 근사적이고 측정결과에 경험적으로 기초한 것이기 때문에 단지 대략적인 성능만을 계산할 수 있다. 두 번째 방법은 공동 모델(cavity model)[참고문헌 11]로 사각형 패치가 본질적으로 자계 벽(magnetic wall)에 의해 둘러

쌓인 공동 공진기(resonant cavity)라고 가정한다. 공동 모델은 높은 정확도를 가지며 안테나의 모든 특성을 다 계산할 수 있지만 전송선로 모델보다 계산이 더 복잡하고 시간이 오래 걸린다는 단점이 있다.

전송선로 모델을 사용하면 패치 안테나를 대략적으로 설계할 수 있다. [그림 3-26]에서 길이 L , 폭 W 를 갖는 사각형 패치는 횡방향으로 공진하는 아주 넓은 전송선로이다. 이때 전계는 공진 길이를 따라서 패치 아래에서 sine 함수 형태로(sinuoidally) 변하며, 패치의 폭 W 를 따라 전계는 변하지 않는다고 가정한다. 이때 안테나의 방사는 안테나의 방사 가장자리(radiating edge) 또는 폭을 따라 누설되는 필드에서 발생한다.



[그림 3-26] 패치 안테나의 전송선로 모델

패치의 방사 가장자리는 마이크로스트립 전송선로에 의해 서로 연결된 방사 슬롯(radiating slot)이라고 할 수 있다. 단일 슬롯에 대한 방사 컨덕턴스(radiation conductance)는 다음과 같이 주어진다.

$$G = \frac{W^2}{90\lambda_0^2} \quad \text{for } W < \lambda_0 \quad (3.34a)$$

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \quad \text{for } W > \lambda_0 \quad (3.34b)$$

동일한 방법으로 단일 슬롯[참고문헌 12]의 방사 서셉턴스(radiation susceptance)는 다음과 같이 주어진다.

$$B = \frac{k_0 \Delta l \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{Z_0} \quad (3.35a)$$

여기서 다음과 같은 식이 나타난다.

$$Z_0 = \frac{120\pi h}{W \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.35b)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} \quad (3.35c)$$

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{\text{eff}} + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}} - 0.258} \right) \frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.8} \quad (3.35d)$$

여기서 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 는 자유공간파수(wave number)고, Z_0 는 폭 W 를 가진 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스다. ϵ_{eff} 는 유효유전율이고, Δl 은 프링징 커패시턴스(fringe capacitance)를 설명하기 위한 가장자리 확장값(edge extension)이라고 하는 보정항이다. [그림 3-26]에서 필드는 패치의 가장자리에 약간 겹치며 패치의 전기적 길이를 물리적 실제 길이보다 약간 길게 만들기 때문에, 가장자리 확장값이 필요하다라는 사실을 알 수 있다.

안테나의 방사 임피던스를 결정하기 위해 전송선로 이론으로 슬롯 임피던스를 결합하면 다음과 같은 결과를 얻는다. 단일 슬롯의 어드미턴스는 식 (3.34)와 (3.35)로 주어진다. 마이크로스트립 패치 안테나는 특성 어드미턴스 Y_0 와 길이 L 을 갖는 전송선로에 의해 분리된 평행한 두 개의 슬롯으로 생각할 수 있다. 따라서 방사 가장자리에서 입력 어드미턴스는 슬롯 어드미턴스를 전송선로 방정식을 사용하여 패치의 길이만큼 변화시킨 두 번째 슬롯의 어드미턴스에 더하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Y_{\text{in}} = Y_{\text{slot}} + Y_0 \frac{Y_{\text{slot}} + jY_0 \tan \beta(L + 2\Delta l)}{Y_0 + jY_{\text{slot}} \tan \beta(L + 2\Delta l)} \quad (3.36)$$

여기서 $\beta = 2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}/\lambda_0$ 는 마이크로스트립 전송선로의 전파상수다. 공진이 되는 길이에서($L + 2\Delta l = \frac{1}{2}\lambda_g$)는 평행한 두 슬롯이 되기 때문에, 입력 어드미턴스는 식 (3.34)의 두 배가 되는 값을 갖는다.

$$Y_{\text{in}} = 2G \quad (3.37)$$

더 일반적으로 방사 가장자리에서 주어진 거리 y_1 에서 패치 내부의 입력 임피던스는 전송선로 방정식을 사용하여 슬롯 어드미턴스를 거리 y_1 만큼 패치길이로 변화하여 얻을 수 있다[참고문헌 13]. 이 값을 변화된 길이 $y_2 = (L + 2\Delta l) - y_1$ 인 다른 슬롯에서 어드미턴스에 더하면 같은 점에서 두 어드미턴스 값을 얻을 수 있다.

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_{slot} + jY_0 \tan \beta y_1}{Y_0 + jY_{slot} \tan \beta y_1} + Y_0 \frac{Y_{slot} + jY_0 \tan \beta y_2}{Y_0 + jY_{slot} \tan \beta y_2} \quad (3.38)$$

식 (3.38)의 허수 부분이 제로가 되면 패치 안테나는 공진한다.

[그림 3-26]에서 패치 아래 필드 분포에서 공진의 직관적인 형태를 알 수 있다. 공진을 하려면 유효길이 (물리적 길이에 식 (3.35d)에서 주어지는 확장길이의 2배를 더한)가 전송선로 파장의 1/2과 같아야만 한다. 즉 다음 식이 성립한다.

$$(L + 2\Delta l) = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.39)$$

이로부터 패치의 크기에 의한 공진 주파수(동작 주파수)를 결정할 수 있다.

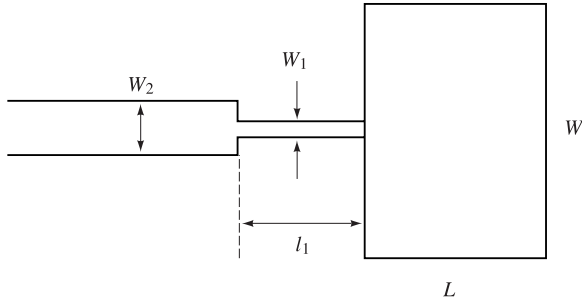
$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}(L + 2\Delta l)} \quad (3.40)$$

여기서 W 는 다음과 같이 선택할 수 있다.

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (3.41)$$

식 (3.41), (3.35c), (3.35d), (3.40)에서 ϵ_r , h , f_r 을 알고 있다면 W 와 L 을 결정할 수 있다. 식 (3.34)와 (3.37)을 사용하면 공진 또는 동작 주파수에서 입력 어드미턴스 값을 구할 수 있다.

3 GHz에서 동작하는 마이크로스트립 패치 안테나를 설계하시오. 기판은 두께가 0.030인치고, 유전율이 2.2인 Duroid 5880이다. [그림 3-27]과 같이 안테나는 50Ω 선로에 의해 급전되고 임피던스 정합을 위해 1/4 파장 변환기가 사용된다.



[그림 3-27] 사각형 패치 안테나의 설계

풀이

$$f_r = 3 \text{ GHz}, h = 0.030 \text{ in.} = 0.0762 \text{ cm}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} = 10 \text{ cm}$$

식 (3.41)에서 다음의 식이 주어진다.

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} = 3.95 \text{ cm}$$

식 (3.35c)에서 다음의 식이 주어진다.

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1/2} = 2.14$$

식 (3.35d)에서 다음의 식이 주어진다.

$$\Delta l = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{\text{eff}} + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}} - 0.258} \right) \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \right) = 0.04 \text{ cm}$$

식 (3.40)에서 다음의 식이 주어진다.

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} - 2 \Delta l = 3.34 \text{ cm}$$

식 (3.34)에서 $W < \lambda_0$, $G = W^2/90\lambda_0^2$ 이기 때문에 다음의 식으로 나타낸다.

$$Y_{in} = 2G = \frac{1}{45} \frac{W^2}{\lambda_0^2} = \frac{1}{R_{in}}$$

$$R_{in} = 288 \, \Omega = \text{입력 임피던스}$$

변환기의 특성 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{0T} = \sqrt{R_{in} \times 50} = 120 \, \Omega$$

[그림 2-24]와 [그림 2-25]에서 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{w_1}{h} \approx 0.58, \quad \frac{\lambda_{g1}\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \approx 1.13$$

그러므로 임피던스 변환기는 폭 W_1 과 길이 l_1 을 가지며 다음과 같이 주어진다.

$$w_1 = 0.0442 \, \text{cm} \quad l_1 = \frac{1}{4}\lambda_{g1} = 1.90 \, \text{cm}$$

50 Ω 선로에 대해 w_2 는 [그림 2-24]에서 구할 수 있으며 0.228 cm가 된다.

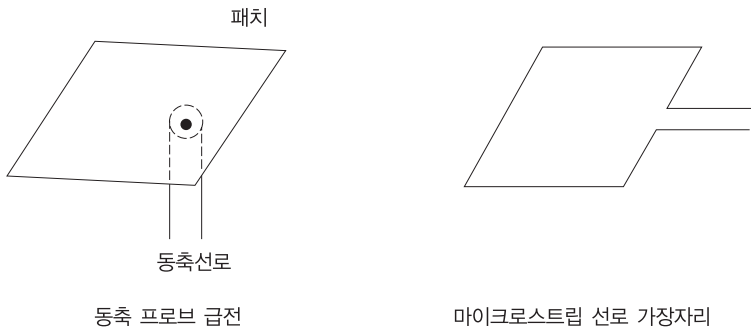
식 (2.84)와 (2.86)을 사용하여 동일한 결과를 얻을 수 있다. $w_1 = 0.044 \, \text{cm}$, $\epsilon_{\text{eff}} = 1.736$ 이고 $l_1 = 1.89 \, \text{cm}$ 이며, 50 Ω 선로에 대해 식 (2.84)에서 $w_2 = 0.238 \, \text{cm}$ 이다.

패치 안테나는 여러 방법으로 급전이 가능하다[참고문헌 13~16]. [그림 3-28]에 나타난 것처럼 가장 일반적인 급전 방법은 동축 프로브 급전(coaxial probe feed)과 마이크로스트립 선로 가장자리 급전(microstrip line edge feed)이다. 프로브 급전 방법은 간단하지만 제작 관점에서 보면 많은 장점을 가지고 있지는 않다. 가장자리 급전 방법은 패치와 급전 선로가 동일한 면에 위치한다는 장점을 갖는다. 또 다른 급전 방법으로는 전자기 결합 마이크로스트립 선로 급전(electromagnetically coupled microstrip line feed), 개구면 결합 급전(aperture-coupling feed), 슬롯 선로 급전(slot line feed), 동일평면 도파관 급전(coplanar waveguide feed) 등이 있다.

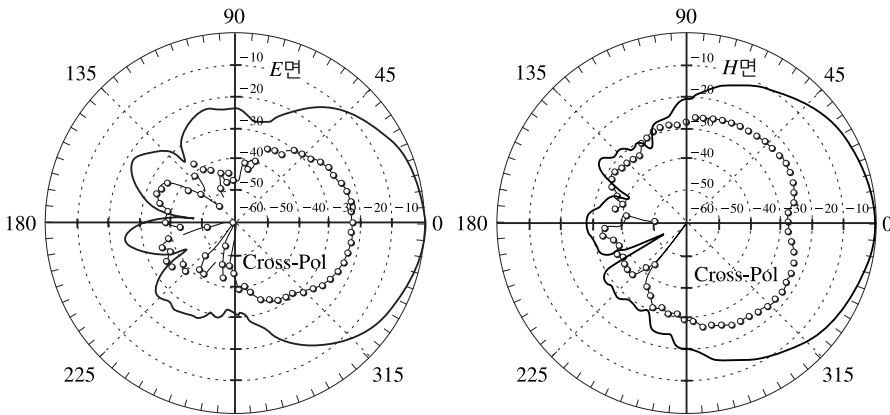
마이크로스트립 패치 안테나의 방사 패턴은 전자기 해석[참고문헌 13~16]에 근거하여 계산할 수 있다. 일반적인 마이크로스트립 패치 안테나의 방사 패턴을 [그림 3-29]에 나타내었다[참고문헌 17]. 일반적으로 반치전력 빔폭은 50~60°이며, 이득은 5~8 dB 정도다.

많은 무선 응용에서는 CP 안테나가 필요하다. 단일 사각 패치는 동일한 주파수에서 직교하는 방향으로 선형 편파된 방사 필드를 가진 두 개의 축퇴(degenerate) 모드를 지원한다. [그림 3-30(a)]에 보인 것처럼 90° 하이브리드 결합기를 가진 적절한 급전 네트워크를 사용하면 원형 편파를 만들 수 있다. 원형 편

파를 만드는 또 다른 방법은 하이브리드 결합 네트워크를 사용하지 않고 패치의 모양을 변화시키는 것이다. [그림 3-30(b)]에 이런 방법을 나타내었다.



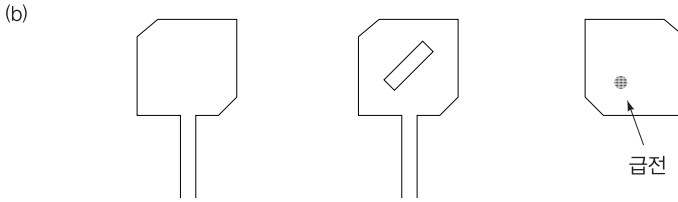
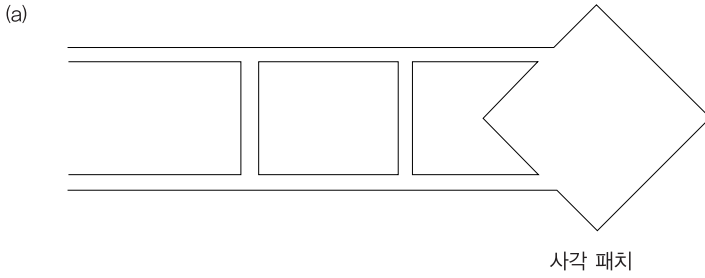
[그림 3-28] 마이크로스트립 패치 안테나 급전 방법



[그림 3-29] 역 마이크로스트립 패치 안테나의 방사패턴(IEEE 허가 하에 [참고문헌 17] 참조)

3.10 배열 안테나와 위상 배열

단일 안테나의 경우 큰 HPBW를 갖고 결과적으로 낮은 이득을 갖기 때문에 많은 응용에 제한을 받는다. 다양한 응용을 위해서는 고이득과 좁은 원형 빔이 필요하다. 대부분 안테나는 파장의 차수의 크기를 갖고 있고, 빔폭은 안테나의 크기에 역으로 비례하기 때문에 하나 이상의 안테나를 사용하면 방사되는 빔을 더욱 좁고 날카롭게 만들 수 있다. 동시에 동작하는 안테나를 배열하면 시스템의 유효한 영역을 증가시켜 특정한 방향으로 송신 또는 수신 에너지를 집중할 수 있다.



[그림 3-30] 원형편파 사각 패치 안테나

[그림 3-31]에 나타낸 것처럼 1차원 선형 배열 안테나를 고려하면, 여러 소스에서 방사되는 필드는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 E_{\text{total}} = & I_1 f_1(\theta, \phi) \rho_1 \frac{e^{-j(k_0 r_1 - \Phi_1)}}{4\pi r_1} + I_2 f_2(\theta, \phi) \rho_2 \frac{e^{-j(k_0 r_2 - \Phi_2)}}{4\pi r_2} + \dots \\
 & + I_i f_i(\theta, \phi) \rho_i \frac{e^{-j(k_0 r_i - \Phi_i)}}{4\pi r_i} + \dots
 \end{aligned} \quad (3.42)$$

여기서 I_i , ρ_i , ϕ_i 는 각각 i 번째 크기, 편파, 위상이다. $f_i(\theta, \phi)$ 는 i 번째 소자의 방사패턴이고 r_i 는 공간의 임의의 점에서 i 번째 소자까지의 거리고, k_0 는 $2\pi/\lambda_0$ 와 같은 전파상수다.

일반적으로 각 소자들의 편파는 동일편파를 위해 정렬되어 있다(즉 $\rho_i \approx \rho = 1$). 배열은 균일한 간격 d 를 가진 N 개 소자가 있으며, 순차 위상(phase progression) Φ 를 갖고 z 축을 따라 방향이 맞춰져 있다. 첫 번째 소자는 원점에 있고, 위상 항에 있는 거리 r_i 는 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned}
 r_1 & \cong r \\
 r_2 & \cong r + d \cos \theta \\
 & \vdots \\
 r_N & \cong r + (N - 1)d \cos \theta
 \end{aligned} \quad (3.43)$$

원거리장 크기 변화

$$r_1 = r_2 = r_3 = \dots = r_N = r$$

원거리장 위상 변화

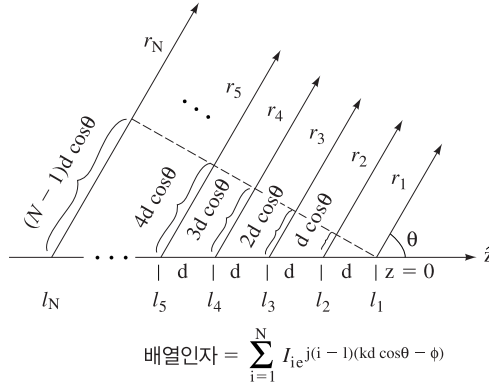
$$r_1 = r$$

$$r_2 = r + d \cos \theta$$

$$r_3 = r + 2d \cos \theta$$

$$\vdots$$

$$r_N = r + (N-1)d \cos \theta$$



[그림 3-31] z축을 따라 위치한 N개 소자를 가진 선형 배열

이 근사화에서 전체 필드를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_{\text{total}} = f(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \sum_{i=1}^N I_i e^{-j(i-1)(k_0 d \cos \theta - \Phi)} \quad (3.44)$$

= 소자 패턴 × 배열인자

위 식에서 설명한 방정식으로 표현한 배열 안테나의 전체 필드는 각 소자의 패턴 $f(\theta, \phi)(e^{-jk_0 r}/4\pi r)$ 과 배열인자(AF)로 구성되어 있으며, 이를 패턴곱(pattern multiplication)이라고 한다.

이제 빔 스캐닝에 대해 고려해 보자. AF는 배열에서 사용되는 각 소자 형태와는 상관없이 정해진다. 편의상 각 배열 소자들이 등방성 방사소자라고 가정하면 $I_i = 1$ 이고, [그림 3-32]에 나타난 배열에 대해 AF는 다음과 같이 주어진다.

$$\text{AF} = 1 + e^{-j(k_0 d \cos \theta - \Phi)} + e^{-j2(k_0 d \cos \theta - \Phi)} + \dots + e^{-j(N-1)(k_0 d \cos \theta - \Phi)} \quad (3.45a)$$

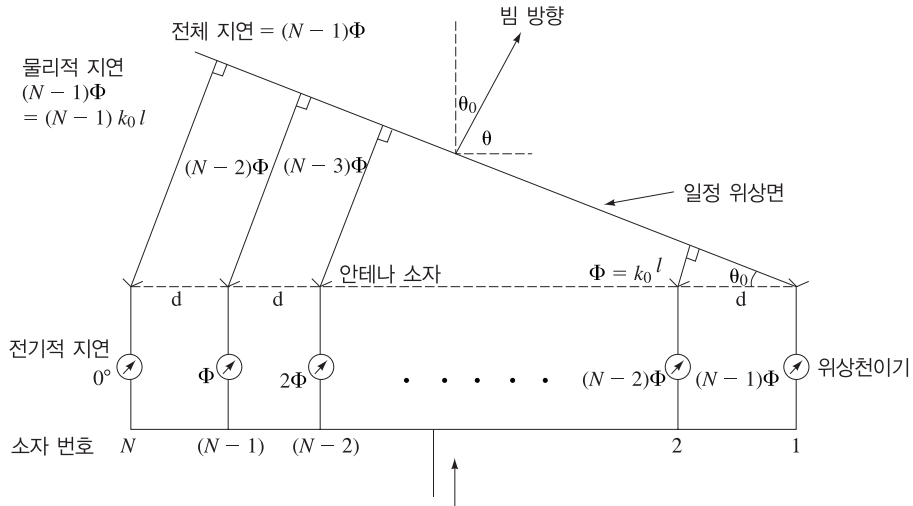
또는 다음과 같다.

$$\text{AF} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j n \psi} \quad (3.45b)$$

여기서 $\psi = k_0 d \cos \theta - \Phi$ 이다.

파라미터 Φ 는 배열에서 정해지는 순차 위상천이(progressive phase shift)로 근접한 소자에서 전류 사이의 Φ 의 위상 차가 있다는 것을 의미한다. 순차 위상천이는 [그림 3-32]에 나타난 것처럼 각도 θ_0 (여기

서 $\theta_0 = 90^\circ - \theta$ 의 방향을 가리키는 일정한 동위상 파면(phase front)을 갖기 위해 배열에서 발생하는 방사의 원인이 된다. 배열의 순차 위상천이를 변화하면 동위상 파면 또한 변화한다.



[그림 3-32] 왼쪽에서 오른쪽으로 점점 위상지연이 커지는 N 개 소자를 가진 선형 배열

이것이 어떻게 성립되는지 알아보기 위해 식 (3.45b)에서 배열인자는 지수함수가 1일 때 최대값을 갖는다는 사실을 주목해야 한다. 이는 $\psi = 0$ 일 때 또는 다음과 같을 때 발생한다.

$$\Phi = k_0 d \sin(\theta_0) \quad (3.46a)$$

$$\theta_0 = \text{스캐닝 각도} = \sin^{-1}\left(\frac{\Phi}{k_0 d}\right) \quad (3.46b)$$

Φ 가 변함에 따라 원하는 각도 θ_0 (주빔을 스캐닝하는)에서 방사의 동위상면을 지향하기 위해 식 (3.46)을 만족시켜야만 한다. 이것은 위상배열에서 사용되는 기본 개념이다.

또 다른 방법으로 식 (3.46)은 [그림 3-32]로 유도할 수 있다. 각 소자에 대해 일정한 동위상면에서 전체 위상 지연은 모든 소자에 대해서 같다. 전체 위상 지연은 위상천이기와 물리적 위상 지연에 기인하는 전기적 위상 지연의 합과 같다. 임의의 인접한 두 소자, 소자 1과 소자 2에서 다음이 성립한다.

$$l = d \sin \theta_0 \quad (3.47)$$

그러므로 다음식과 같이 나타나며, 식 (3.48)은 (3.46a)와 같다.

$$\Phi = k_0 l = k_0 d \sin \theta_0 \quad (3.48)$$

배열 안테나에 대해 빔폭과 이득은 각 소자의 개수에 따라 추정될 수 있다. 그레이팅 로브(grating lobe, 다중빔)의 생성을 피하려고 반 파장만큼 이격된 소자들과 함께, 원형 빔에 대한 방사 소자 N 의 개수는 [참고문헌 18]에 의해 반치전력(또는 3dB) 빔폭과 관계된다.

$$N \approx \frac{10,000}{(\theta_{BW})^2} \quad (3.49)$$

여기서 θ_{BW} 는 각도로 나타내는 반치전력빔폭이다. 식 (3.49)에서 다음과 같은 식을 얻는다.

$$\theta_{BW} \approx \frac{100}{\sqrt{N}}$$

관련된 안테나 배열 이득은 다음과 같다.

$$G \approx \eta \pi N \quad (3.50)$$

여기서 η 는 개구면 효율이다.

위상배열에서 각 안테나 소자의 위상은 전기적으로 제어가 가능하다. 배열을 전기적으로 조정하기 위해 각 소자의 위상을 변화할 수 있다. 방사되는 빔은 일정한 동위상면에 수직인 방향을 향할 것이다. 각 소자들의 위상을 개별적으로 제어해서 이 위상면을 전기적으로 조절할 수 있다. 기계적으로 제어되는 빔에 비해, 전기적 위상 배열에서의 빔은 더 빨리 제어되며 이 배열 안테나는 물리적으로 고정적이다.

배열인자는 주기함수이므로 여러 방향에서 일정한 동위상면을 가지는 것이 가능하며 이를 그레이팅 로브(grating lobe)라고 한다. 이는 식 (3.45b)에서 지수항의 지수가 2π 의 배수와 같을 때 발생한다. 주어진 각도 θ_0 를 스캔하기 위해 [그림 3-32]에서 Φ 는 이전처럼 $\Phi = k_0 d \sin(\theta_0)$ 을 만족하도록 선택되어야 한다. 따라서 $\psi = -2\pi = k_0 d (\cos \theta - \sin \theta_0)$ 의 값을 갖는다. 주어진 스캔 방향에 대해, 그레이팅 로브는 $-k_0 d [1 + \sin \theta_0] = -2\pi$ 일 때 세로(end-fire) 방향($\theta = 180^\circ$)에서 사라지기 시작할 것이다. 방정식에서 2π 로 나누면 다음과 같은 조건을 얻는다.

$$\frac{d}{\lambda_0} = \frac{1}{1 + \sin \theta_0} \quad (3.51)$$

그레이팅 로브는 안테나 패턴에서 불필요한 성분이며 특정 각도(지향성)의 영역에 방사를 집중하기 위한 배열의 성능을 감소한다. 그레이팅 로브를 피하기 위해 배열에서 인접 소자 간의 간격은 식 (3.51)에 정의된 거리보다는 작아야 한다.

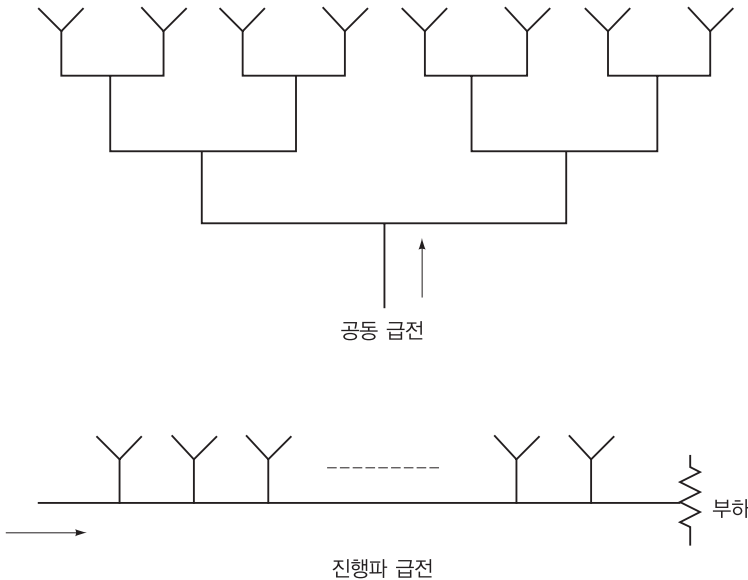
2차원에서 소자들의 간격과 위상을 조절한다면, 앞서 기술한 이론을 2차원 배열로 확장할 수 있다. 그러한 배열은 두 수직방향으로 스캐닝을 가능하게 한다. 식 (3.45b)에서 배열인자는 다음과 같이 수정된다.

$$AF = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-jm(k_0 d_x \cos \theta \cos \phi - \Phi_x)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jn(k_0 d_y \cos \theta \sin \phi - \Phi_y)} \quad (3.52)$$

여기서 d_x 와 d_y 는 각각 x 와 y 방향에서 소자의 간격으로 정의되고, Φ_x 와 Φ_y 는 각각 x 와 y 방향에서 순차 위상천이(progressive phase shift)다.

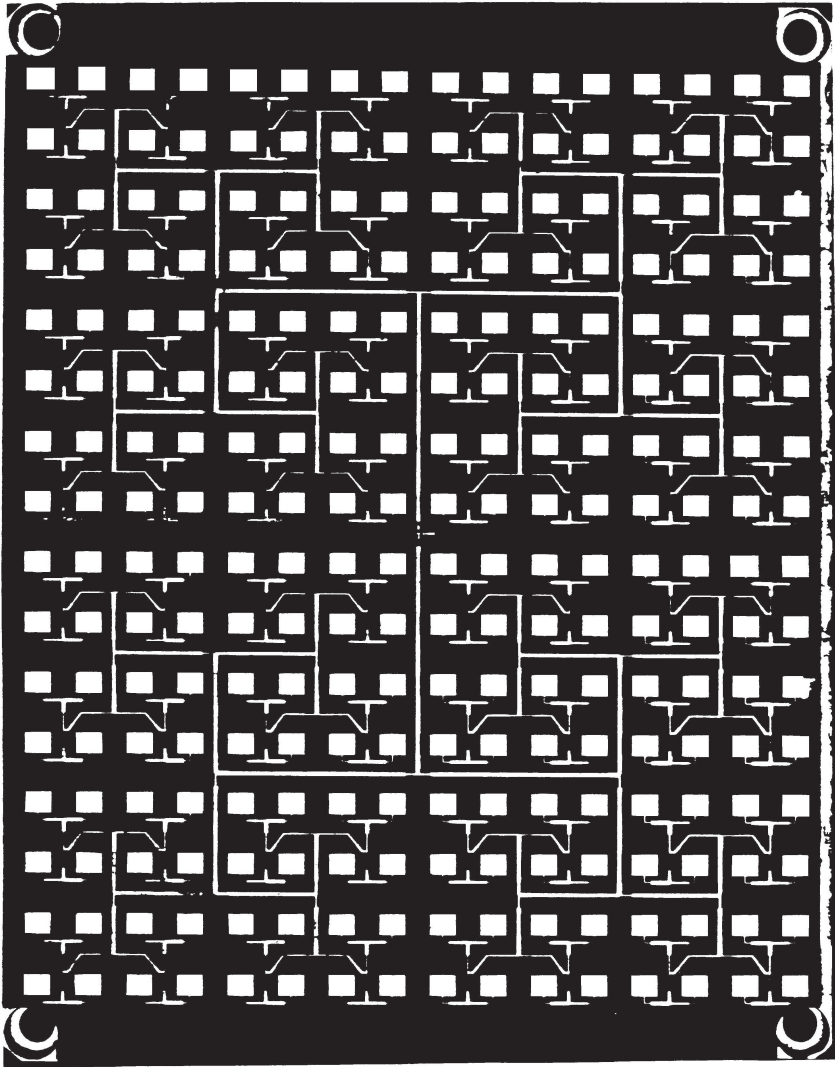
배열을 급전하는 방법으로는 두 가지 주요한 방법이 사용된다. 하나는 [그림 3-33]과 같은 공동 급전 방법(corporate feed method)이고, 두 번째는 진행파 급전방법(traveling-wave feed method)이다. 공동 급전방법에서는 각 소자에 입력전력을 분배하고 전달하기 위해 3 dB 전력 분배기를 사용한다.

각 전력 분배기는 일정한 손실을 갖는다. 진행파 급전 방법에서 안테나 소자는 전송선로와 결합한다. 각 소자에 결합된 전력은 결합 메커니즘으로 조절된다.



[그림 3-33] 배열 안테나 급전 방법

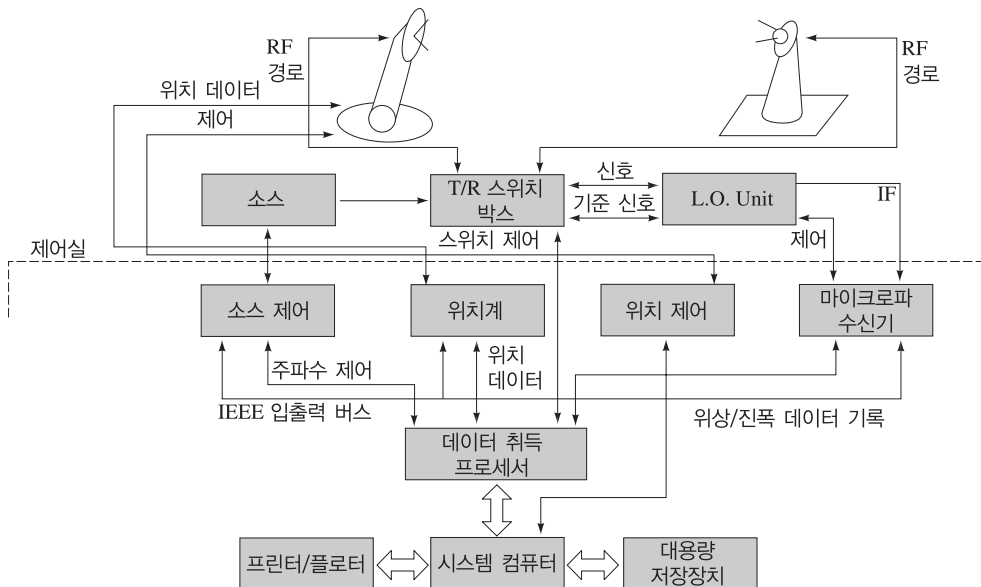
[그림 3-34]에는 공동 급전을 갖는 256개 소자를 가진 16×16 마이크로스트립 패치 배열 안테나를 나타내었다. 동축 급전은 기판의 다른 쪽 면에서 배열의 중심으로 연결된다. 전력분배기와 임피던스 정합부는 방사를 위해 각 소자에 전력을 결합하는 데 사용된다.



[그림 3-34] 16×16 마이크로스트립 패치 배열 안테나(Omni-Patch Design 제공)

3.11 안테나 측정

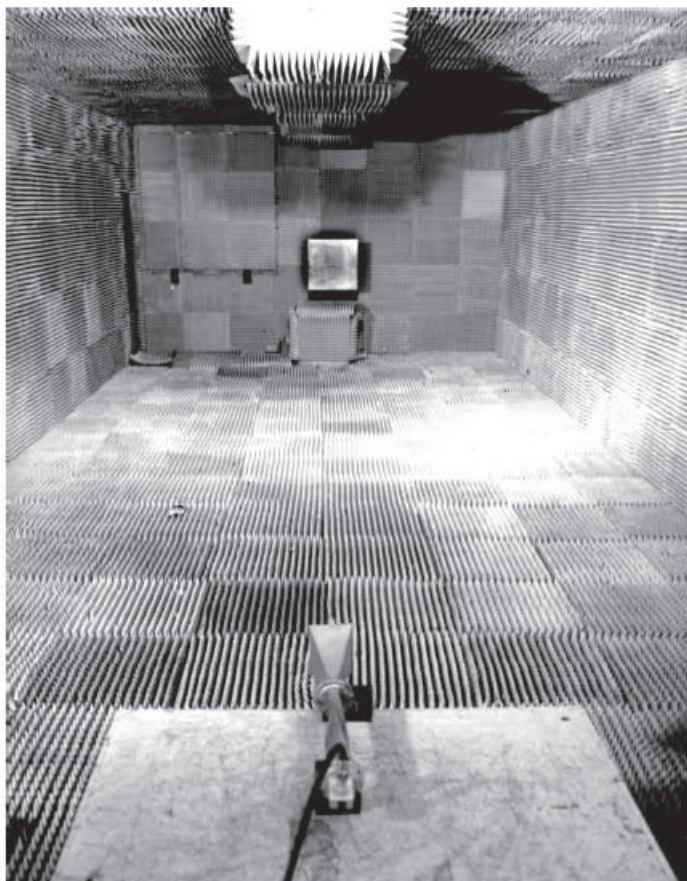
안테나는 실외 안테나 측정 사이트 또는 실내 안테나 챔버(chamber)에서 측정된다. [그림 3-35]에 안테나 시험[참고문헌 2]을 위한 전형적인 구성도를 나타내었다. 시험하기 위한 안테나(AUT)는 원거리장 영역에 위치한 포지셔너(positioner) 또는 회전 탁자 위에 놓인다. 표준 이득 혼 안테나가 송신 안테나로 사용되며, AUT는 보통 수신 안테나로 사용된다. 실내 측정의 경우 측정장비는 무반사실 내부에 위치한다. 챔버의 벽은 빌딩 구조물에서 AUT를 독립시키고, 자유공간과 특성이 같도록 무경계 매질을 구현하기 위한 전파 흡수체로 덮여 있다.



[그림 3-35] 전형적인 안테나 측정 구성도[참고문헌 2]

시스템은 처음에 두 표준 이득 혼 안테나로 보정되는데, 측정되는 파라미터에는 안테나 이득, 안테나 패턴, 부엽, 반치전력 빔폭, 방향성, 교차편파 그리고 후면 방사를 포함한다. 대부분의 경우 외부 물체, 유한 접지면, 그리고 불규칙 지형 등은 방사패턴에 영향을 주고 측정 정확도를 제한한다.

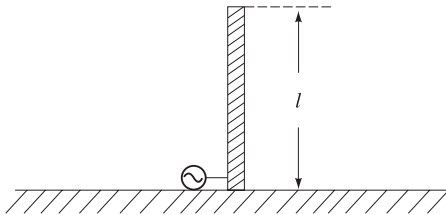
[그림 3-36]은 안테나의 원거리장 패턴 측정을 위한 표준 무반사실을 나타내었다. 특정 목적을 위해서는 근거리 장과 소형 실내 측정도 또한 가능하다.



[그림 3-36] Texas A&M 대학의 표준 실내 무반사실

Chapter_03 연습문제

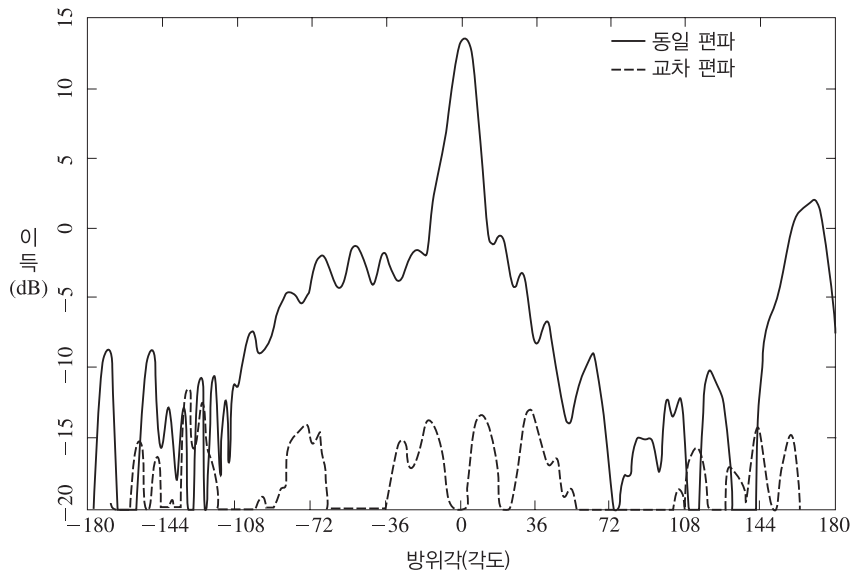
- 3.1 1 GHz에서 반파장 다이폴을 설계하시오. (a) 다이폴의 길이, (b) 다이폴 대신 모노폴이 사용된다면 모노폴의 길이, (c) 송신 전력 $P_t = 10 \text{ W}$ 라면 1 km 거리에서 rms 전계(V/m)와 전력밀도(mW/cm^2)를 구하시오.
- 3.2 2 GHz에서 반파장 다이폴의 길이(cm)는 얼마인가? 등가 모노폴의 길이는 얼마인가?
- 3.3 [그림 P3-3]과 같이 모노폴 안테나를 사용하여 1000 W를 송신하는 10 MHz에서 동작하는 FM 방송국에 대해
(a) 안테나가 등가 반파장 다이폴일 때 길이 $l(\text{m})$ 을 구하시오.
(b) 반파장 다이폴이 1.64의 이득을 갖는다. 방송국과 100 km 떨어진 곳에서 최대 rms 전계(V/m)는 얼마인가?



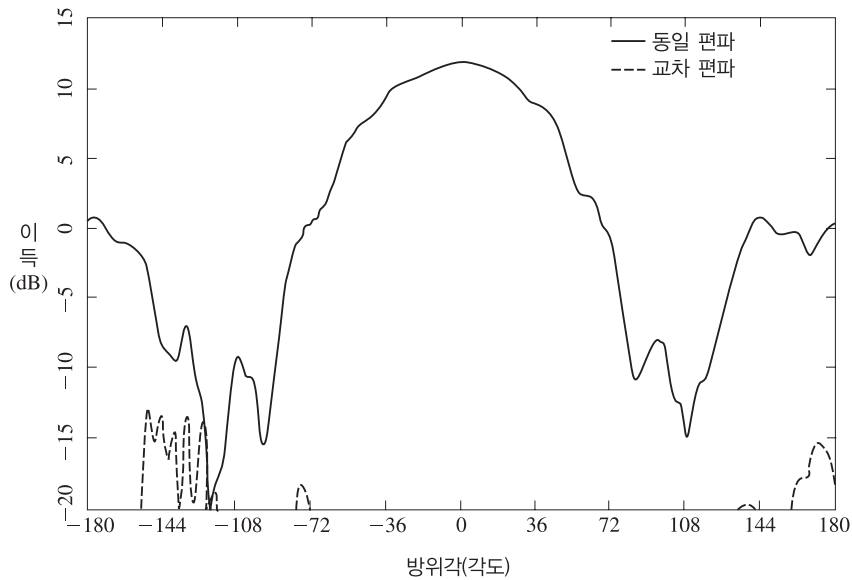
접지 [그림 P3-3]

- 3.4 송신기가 100 W의 출력전력을 갖고 1.5 이득을 갖는 다이폴을 사용한다. 송신기에서 1 km 떨어진 거리에서 최대 rms 전계는 얼마인가?
- 3.5 구형 혼 안테나가 $A = 6$ 인치와 $B = 4$ 인치의 크기를 갖고 12 GHz에서 동작을 한다. (a) 안테나 이득(decibel), (b) 송신출력이 100 W라면 안테나에서 100 m 떨어진 곳에서 최대 rms 전계는 얼마인가? (전계의 단위는 V/m이다.)
- 3.6 10 GHz 에서 다음과 같은 파라미터를 갖는 접시 안테나에 대한 3 dB 빔폭(각도)과 이득(decibel)을 계산하시오. (a) 5피트, (b) 10피트. 두 경우에 대해($\eta = 55\%$) 원거리장 영역을 계산하시오.
- 3.7 10 GHz에서 60 dB의 이득을 갖는 접시 안테나를 설계하시오. 이 안테나의 직경은 얼마인가? 빔폭(degree)은 얼마인가? 이 안테나는 고이득 안테나($\eta = 55\%$)다.
- 3.8 직경이 3 m이고 일루미네이션 효율이 55%인 접시 안테나가 100 kW의 출력전력을 갖는 송신기에 달려있고 동작주파수는 20 GHz다. (a) 이 안테나에서 10 km 떨어진 거리의 전계강도(rms)와 최대 전

- 력밀도를 구하시오. (b) 이 거리는 원거리장 영역에 위치하고 있는가? (c) 이 거리에서 빔 내부에 사람이 있다면 안전한가? (US 표준 안전 기준은 $P_{d,max} < 10 \text{ mW/cm}^2$ 이다)
- 3.9** 고출력 레이더가 3 GHz에서 동작하고 4 m 직경을 가진 접시 안테나를 사용한다. 송신기가 200 kW CW 출력을 발생한다고 하면 어떤 사람이 주빔에 우연히 위치할 때 최대 안전거리는 얼마인가? (US 기준은 안전을 위해 전력밀도가 10 mW/cm^2 보다 작아야 한다)
- 3.10** 파라볼라 접시 안테나가 10 GHz에서 동작하고 1 m의 직경을 갖는다. 안테나의 효율이 55%로 가정할 때 (a) 안테나의 이득(decibel)을 계산하고 (b) 3 dB 빔폭(각도)는 얼마인가? (c) 안테나에서 100 m 떨어진 거리에서 최대 전력밀도(W/m^2)는 얼마인가? 안테나는 10 W를 송신한다. (d) 피크에서 1.05° 떨어진 곳에서 전력밀도는 얼마인가?
- 3.11** 파라볼라 접시 안테나가 직경 2 m를 갖고 효율 55%로 10 GHz에서 동작한다. 첫 번째 부엽은 주빔 피크보다 20 dB 낮다. (a) 안테나의 이득(decibel)과 안테나의 유효면적(m^2)을 계산하시오. (b) 안테나에 의해 출력되는 전력이 100 W일 때 안테나에서 1 km 떨어진 거리에서 전계(V/m)와 최대 전력밀도(W/m^2)를 계산하시오. (c) 반치 전력빔폭(degree)를 계산하시오. (d) 첫 번째 부엽이 위치하는 지점에서 전력밀도(W/m^2)를 계산하시오.
- 3.12** Direct TV 파라볼라 접시 안테나가 효율 60%로 18 GHz에서 동작하며 12인치의 직경을 가질 때 (a) 안테나 이득(dB) (b) 유효면적(cm^2) (c) 반치전력 빔폭(degree) DMF 계산하고 (d) 안테나 패턴을 그리시오.
- 3.13** 유전체 도파관 급전 마이크로스트립 패치 배열 안테나[참고문헌 4]에서 얻는 전계와 자계 패턴을 [그림 P3-13]에 나타내었다. 배열은 1×8 소자로 구성되어 있고 10 GHz에서 동작한다. (a) 두 패턴에 대해 빔폭을 구하고 (b) 두 패턴에 대한 최대 부엽레벨, (c) 두 패턴에 대한 후면 방사레벨, (d) 교차편파 레벨을 구하시오.
- 3.14** 예제 3.4에 패치 안테나에 대한 정합회로의 설계에서 W_1 이 작고 좁은 마이크로스트립 선로는 손실이 있기 때문에 [그림 P3-14]에 보인 것처럼 $1/4$ 파장의 낮은 임피던스 선로와 $1/4$ 파장 50Ω 선로를 사용하여 대치하려고 한다. 그림에서 W_1 , W_2 , l_1 과 l_2 에 대한 치수를 결정하시오.
- 3.15** [그림 P3-15]에는 각 소자에 위상천이기를 가진 4개 소자의 배열 안테나를 나타내었다. 인접소자 간의 간격은 $\lambda_0/2$ 이다. Φ 가 90° 일 때 스캔 각도 θ_0 은 얼마인가?
- 3.16** [그림 P3-16]처럼 N 개의 위상 배열 안테나가 안테나 소자간 이격 거리 d 로 $0.75\lambda_0$ 를 갖는다. 순차 위상천이 Φ 가 45° 와 90° 로 같을 때 스캔 각도는 얼마인가?

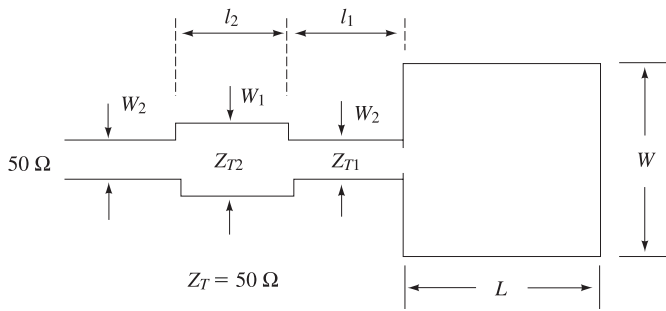


X대역에서 8개 배열소자의 E면 방사 패턴

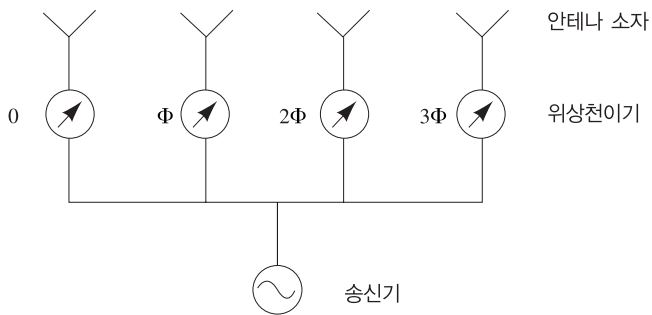


X대역에서 8개 배열소자의 H면 방사 패턴

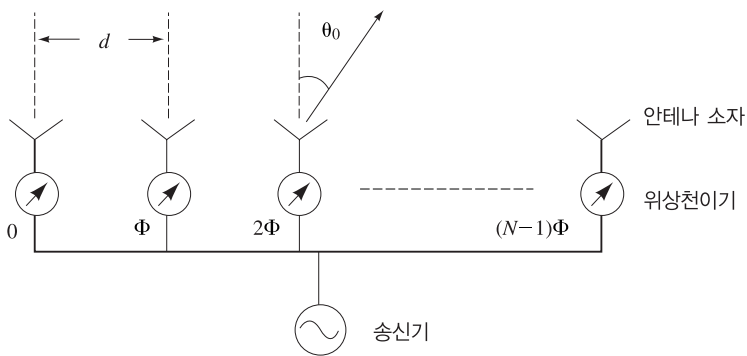
[그림 P3-13]



[그림 P3-14]



[그림 P3-15]



[그림 P3-16]

1. R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, New York, 1st ed., 1966, 2nd ed., 1992.
2. J. A. Navarro and K. Chang, *Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining*, John Wiley & Sons, New York, 1996.
3. R. C. Johnson, Ed., *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., McGraw-Hill, New York, 1993.
4. S. Kanamalur, M. Li, and K. Chang, "Analysis and Design of Aperture-Coupled Microstrip Patch Antennas and Arrays Fed by Dielectric Image Line," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-44, pp. 964–974 1996.
5. L. C. Shen and J. A. Kong, *Applied Electromagnetism*, 2nd ed., PWS Engineering, Boston, MA, 1987.
6. S. Uda and Y. Mushiake, *Yagi-Uda Antenna*, Marzen Co., Tokyo, 1954, p. 19.
7. H. Jasik, Ed., *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1961, pp. 22–25.
8. C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York, 1997.
9. D. C. Green, *Radio Systems Technology*, Longman Scientific & Technical, Essex, United Kingdom, 1990.
10. K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-29, pp. 2–24, 1981.
11. Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, "Theory and Experiment on Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-27, pp. 137–145, 1979.
12. R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-22, pp. 74–78, 1974.
13. K. Chang, Ed., *Handbook of Microwave and Optical Components*, Vol. 1, John Wiley & Sons, New York, 1990.
14. J. R. James, P. S. Hall, and C. Wood, *Microstrip Antenna Theory and Design*, Peter Peregrinus, Stevanage, United Kingdom, pp. 79–80, 1981.
15. I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, Norwood, MA, 1980.
16. J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrinus, London, 1989.
17. J. A. Navarro, J. McSpadden, and K. Chang, "Experimental Study of Inverted Microstrip for Integrated Antenna Applications," *1994 IEEE-AP International Antennas and Propagation Symposium Digest*, Seattle, WA, 1994, pp. 920–923.
18. M. Skolnik, Ed., *Radar Handbook*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1990, Ch. 7.

