ANTENNS THEORY AND DESIGN

안테나 이론과 설계

5장 공진형 안테나

(도선안테나와 패치)

인천대학교 공과대학 전자공학과

부호이론 및 통신방식연구실

Contents

서 론

- ❖ 도선 안테나 : wire antenna
  - 가장 오래되었고 여전히 모든 안테나들 중 가장 널리 쓰이는 안테나
  - 재작의 용이성, 가격의 저렴, 구상한 아이템을 실제에 적용가능
  - 정확한 해를 얻으려면 전계의 접선성분이 도선을 따라 0이 되는 경계조건 하에서 도선에 흐르는 전류를 구해야 가능
  - 이에 따른 수치 해석법(모멘트법)은 10장에서 논의
  - 내용 : 공진형 안테나, 도선안테나
    - 직도선형 다이폴
    - V자형 다이폴
    - 폴디드 다이폴
    - 야기-우다 배열
    - 루프
- ❖ 패치 : patch
  - 공진형 안테나
    - 공진시 입력 리액턴스가 0인 정재파형 안테나
- ❖ 도선 안테나의 급전방식, 불완전 접지면에서의 안테나 성능

5.1 다이폴 안테나

- ❖ 주요내용
  - 임이의 길이에서의 다이폴
  - 전류분포에 관한 가정된 형태를 포함하는 간단하지만 효과적인 접근법
  - 다이폴의 전류분포 : 정현파로 가정

5.1.1 직도선형 다이폴

❖ 안테나를 따라 분포하는 전류 : 정현파로 가정

$$I(z) = I_m \sin\left[\beta\left(\frac{L}{2} - |z|\right)\right], \quad |z| < \frac{L}{2} \qquad (5-1)$$

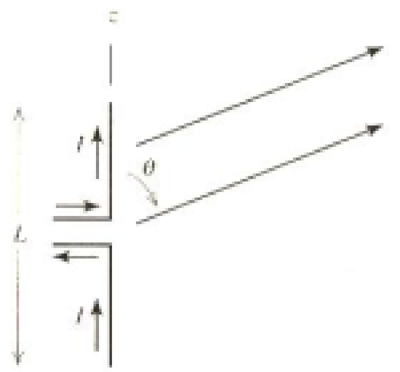


그림 5-1 다이폴 안테나

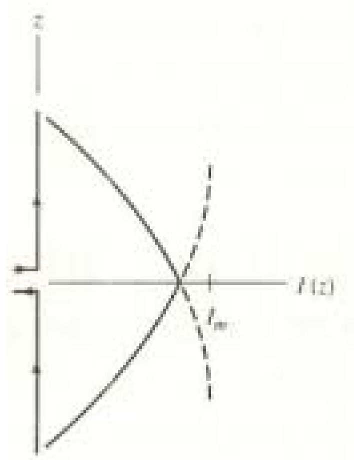


그림 5-2 $L < \lambda/2$ 길이의 다이폴에서의 전류분포

❑ 다이폴의 방사패턴

➢ 방사적분 계산

$$f_{un} = \int_{-L/2}^{L/2} I(z') e^{j\beta z' \cos\theta} dz' \qquad (5-2)$$

➢ 식 (5-1)의 전류 표현식에 대입

$$f_{un} = \int_{-L/2}^{0} I_m \sin\left[\beta\left(\frac{L}{2} + z'\right)\right] e^{j\beta z' \cos\theta} dz' \qquad (5-3)$$

$$+ \int_{0}^{L/2} I_m \sin\left[\beta\left(\frac{L}{2} - z'\right)\right] e^{j\beta z' \cos\theta} dz'$$

➢ 비정규화된 패턴

$$f_{un} = \frac{2I_m}{\beta} \frac{\cos[(\beta L/2)\cos\theta] - \cos(\beta L/2)}{\sin^2\theta} \qquad (5-4)$$

➢ 식 (4-1)에 이식을 사용해 원거리 전계 계산

$$E_\theta = j\omega\mu \sin\theta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{2I_m}{\beta} \frac{\cos[(\beta L/2)\cos\theta] - \cos(\beta L/2)}{\sin^2\theta} \qquad (5-5)$$

➢ $\omega\mu/\beta = \eta$ 이므로 다음과 같이 간단히 전개

$$E_\theta = j\mu \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} I_m \frac{\cos[(\beta L/2)\cos\theta] - \cos(\beta L/2)}{\sin\theta} \qquad (5-6)$$

➢ 이 함수의 θ에 따른 변화는 원거리장 패턴을 결정

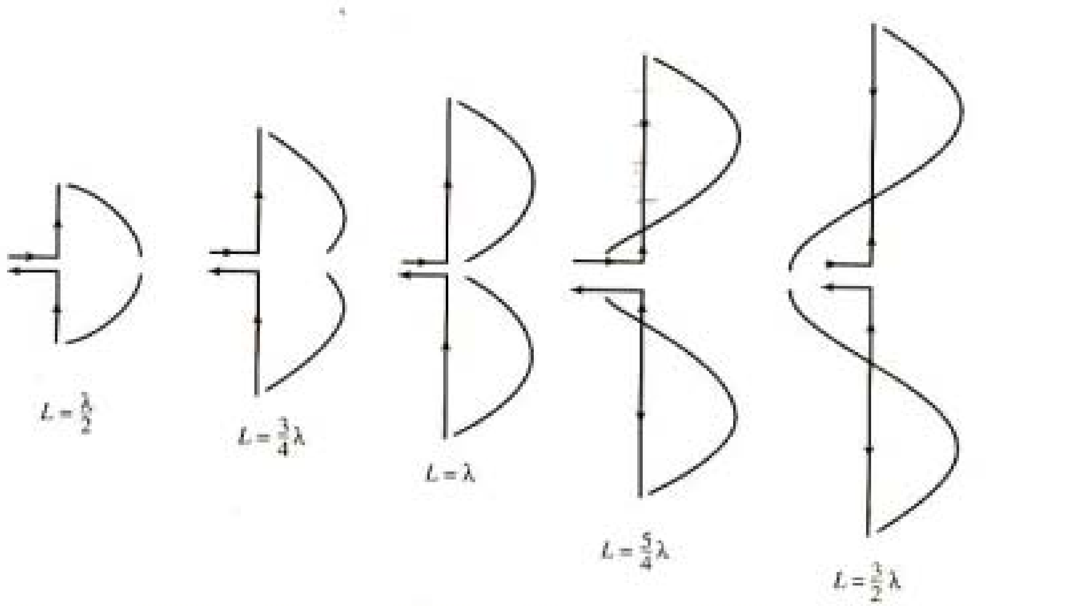


그림 5-3 다양한 중앙급전 다이폴에 대한 전류분포. 화살표는 최대전류조건에서의 상대적인 방향을 나타낸다.

- 반파장 다이폴 (half-wave dipole)
  - 반전력 빔폭 78°
- 한파장 다이폴 (full-wave dipole)
  - 반전력 빔폭 47 °
- L/λ 가 매우 작아짐에 따라 식 (5-6)의 다이폴 패턴 변화는 sin θ에 접근한다.

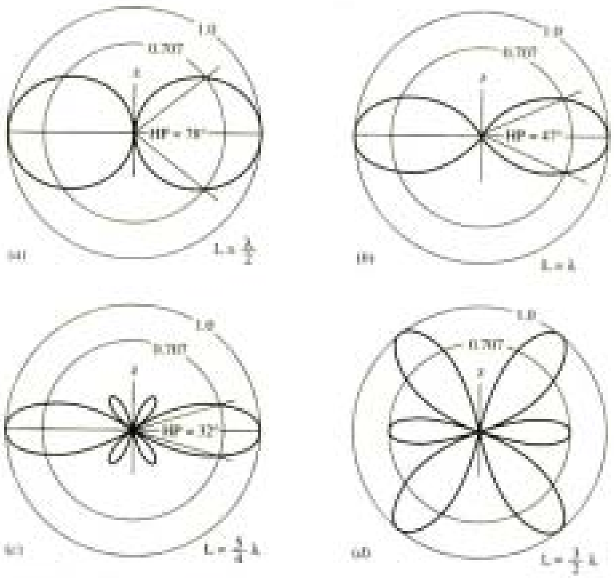


그림 5-4 길이 L인 직선형 중앙급전 다이폴 안테나의 방사패턴

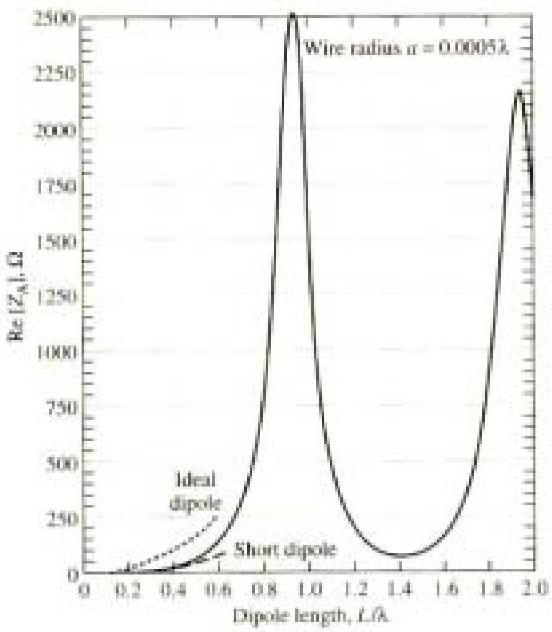


그림 5-5 길이 L의 함수로서 나타낸 반지름 0.0005 λ 의 중앙급전 도선 다이폴의 계산된 입력저항(실선). 균일한 전류분포를 가지는 이상적인 다이폴의 입력저항 $R_{rl} = 80\pi^2(L/\lambda)^2$ (긴선). 삼각형 전류분포 근사법을 이용한 단형다이폴의 입력저항 $R_{rl} = 20\pi^2(L/\lambda)^2$ (쇄선).

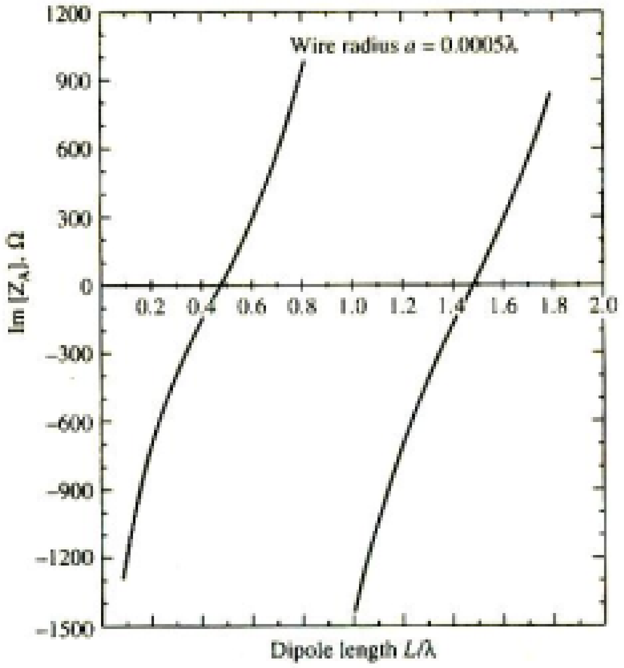


그림 5-6 길이 L의 함수로서 나타낸 반지름 0.0005 λ의 중앙급전 도선 다이폴의 계산된 입력 리액턴스

표 5-1 다이폴의 입력저항에 대한 간단한 공식들

길이 L	입력저항 (R_{ri}), Ω
$0 < L < \frac{\lambda}{4}$	$20\pi^2\left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$
$\frac{\lambda}{4} < L < \frac{\lambda}{2}$	$24.7\left(\pi\frac{L}{\lambda}\right)^{2.4}$
$\frac{\lambda}{2} < L < 0.637\lambda$	$11.14\left(\pi\frac{L}{\lambda}\right)^{4.17}$

표 5-2 도선의 지름 $2a$와 길이 L인 반파장 공진형 다이폴을 만들기 위해 필요한 도선 길이

길이 대 지름비	필요한 % 단축	공진 길이 L	다이폴 두께 구분
5000	2	0.49λ	Very thin
50	5	0.475λ	Thin
10	9	0.455λ	Thick

❑ 다이폴 설계

- 도선을 실제 필요한 길이보다 길게 설치
- 안테나 끝단에 송신기 설칠
- 정재파비(또는 반사전력)을 급전전송선로 상에서 모니터
- 안테나의 끝단을 낮은 정재파비를 얻을때까지 계속 절단하면서 길이 축소
- 이때 길이가 공진을 얻기 위해 감소함에 따라 입력 저항도 같이 감소한다.

❑ 다이폴의 특징

- ➢ 다이폴이 두꺼워질수록 대역폭이 넓어짐
- ➢ 두꺼운 다이폴일수록 최소 VSWR은 얇은 다이폴의 경우보다 더 낮은 주파수에서 발생

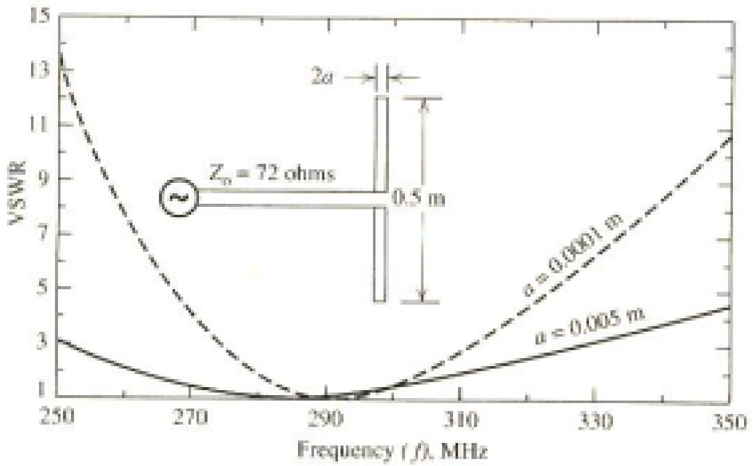


그림 5-7 도선 지름이 다른 다이폴에 대해 주파수 함수로 계산된 VSWR

❑ 평판 금속 스트립 다이폴

- ➢ 원통형 다이폴의 등가적 구현
  - ✓ a = 0.25w

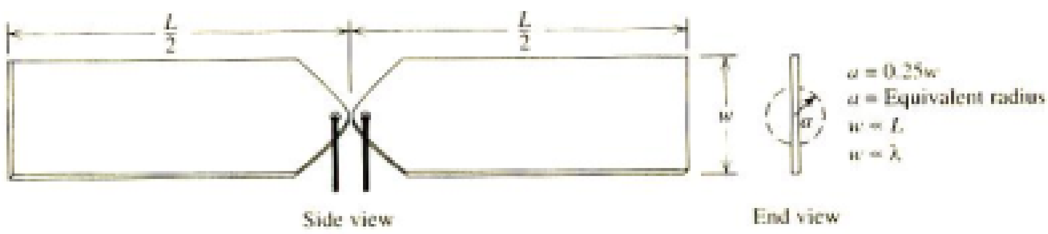


그림 5-8 평판 금속 스트립 다이폴

5.1.2 V자형 안테나

❖ V자형 다이폴(vee dipole)

- ❑ 길이 h 인 선로 양끝이 중심각 γ를 가지도록 벌어진 개방회로 전송선로
- ❑ 중심각 γ의 중앙 방향으로 최대 지향성을 가지게 하는 중심각 γ

$$\gamma = 152\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 - 388\left(\frac{h}{\lambda}\right) + 324, \quad 0.5 \le \frac{h}{\lambda} < 1.5$$

$$\gamma = 11.5\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 - 70.5\left(\frac{h}{\lambda}\right) + 162, \quad 1.5 \le \frac{h}{\lambda} < 3.0 \qquad (5-23)$$

- ❑ γ의 단위는 °(degree)이고, 지향성 D는 다음과 같다.

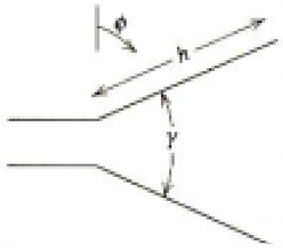
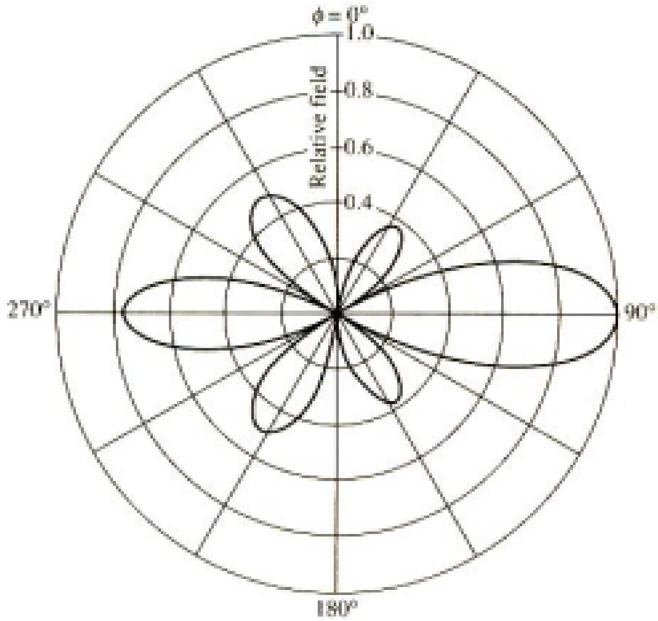


그림 5-9 V자형 다이폴 안테나

$$D = 2.95\left(\frac{h}{\lambda}\right) + 1.15 \qquad (5-24)$$



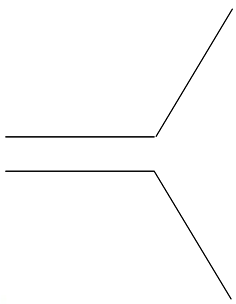


그림 5-10 $h = 0.75\lambda$, $\gamma = 118.5°$, $a = 0.0005\lambda$인 그림 5-9의 V자형 다이폴의 원거리장 방사패턴

5.2 폴디드 다이폴

❖ 구 성

- ❑ 두개의 평행 다이폴 양끝을 서로 연결해 좁은 도선 루프를 형성
- ❑ 이때 d의 크기는 길이 L과 파장에 비해 훨씬 작다.
- ❑ 급전점은 안쪽 편의 중앙에 위치
- ❑ 기본적으로 전류가 동일하지 않은 불평형 전송선로
- ❑ 모드
  - ➢ 전송선로 모드
    - ✓ 입력 임피던스 Z_t : $Z_t = jZ_o \tan \beta \frac{L}{2}$
  - ➢ 안테나 모드
    - ✓ 전하들은 양끝에서 코너를 따라 진행
    - ✓ 공진길이에 대한 입력 전류의 2배를 만든다
    - ✓ 그 결과 안테나 모드는 공진 길이 다이폴 전류의 반이 되는 입력전류를 필요

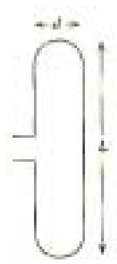
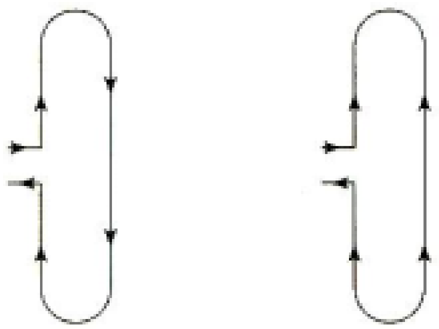
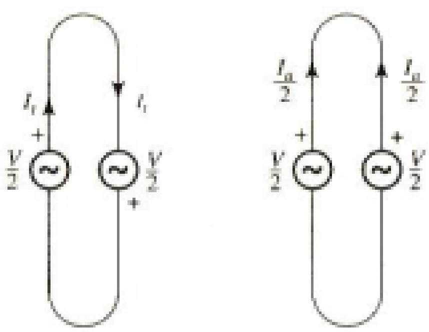


그림 5-11 폴디드 다이폴 안테나



(a) 전송선로 모드 (b) 안테나 모드

그림 5-12 폴디드 다이폴 안테나의 전류 모드



(a) 전송선로 모드 (b) 안테나 모드

그림 5-13 폴디드 다이폴의 각 단에 인가된 전압 V에 대한 모드 여기와 전류. 이 모드들의 중첩은 완전한 폴디드 다이폴 모델을 제공한다.

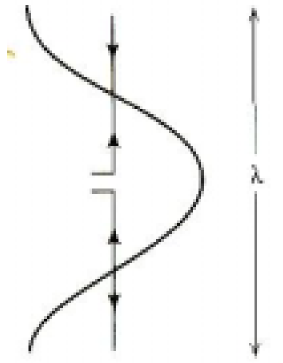
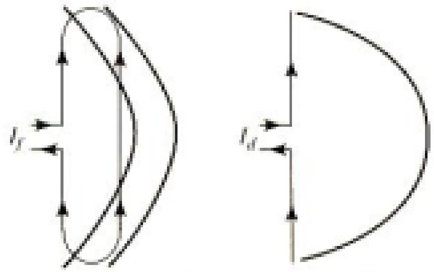


그림 5-14 전류교란 없이 펴진 반파장 폴디드 다이폴의 안테나 모드에 대한 전류



(a) 폴디드 다이폴 (b) 다이폴 그림 5-15 반파장 다이폴의 전류

5.3 도선 안테나의 급전

❖ 안테나 전송선로 연결시 주요점

- 송신의 경우 송신기에서, 수신기의 경우 안테나
  - 할 수 있는 모든 전력을 효과적으로 전달
- 기본적인 고려사항
  - 안테나와 전송선로 간의 임피던스 정합
  - 안테나에서의 전류분포 여기

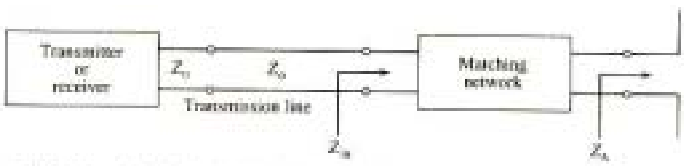


그림 5-18 일반적인 송신기와 수신기 구조

- 임피던스 정합
  - 전압 정재파비(VSWR)
    - ✓ Ex) VSWR 2:1 -> 89%의 전력 전송
  - 정합방법
    - ✓ 정합회로: λ/4 변환기, 아이리스, 스텁 튜너(stup tuner)
    - ✓ 정합회로없이: 급전점 이동, 병렬급전

표 5-3 부정합된 안테나에 대한 VSWR과 전달전력

VSWR	Percent Reflected Power $= \lvert\Gamma\rvert^2 \times 100 = \left(\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}\right)^2 \times 100$	Percent Transmited Power $= q \times 100 = (1 - \lvert\Gamma\rvert^2) \times 100$
1.0	0.0	100.0
1.1	0.2	99.8
1.2	0.8	99.2
1.5	4.0	96.0
2.0	11.1	88.9
3.0	25.0	75.0
4.0	36.0	64.0
5.0	44.4	55.6
5.83	50.0	50.0
10.0	66.9	33.1

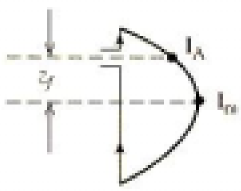


그림 5-19 위치가 변한 급전점을 가지는 반파장 다이폴

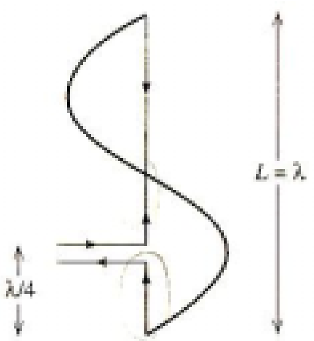
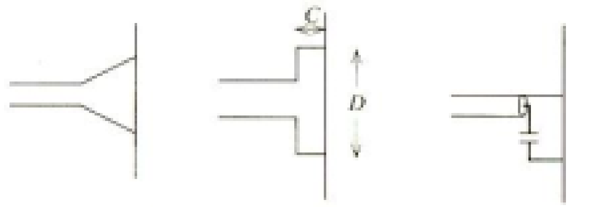
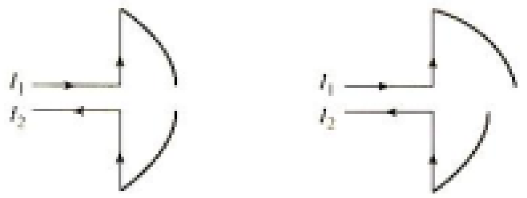


그림 5-20 급전이 중앙에서 벗어난 경우의 한 파장 다이폴의 전류분포



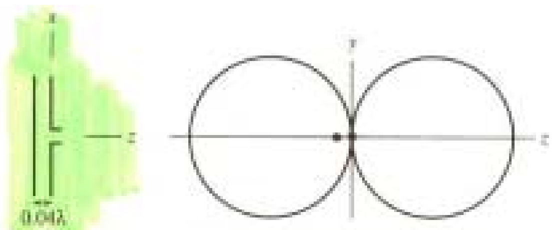
(a) 델타 접합 (b) 티 접합 (c) 감마 접합 그림 5-21 병렬접합 구조



(a) 평형전류 $I_1=I_2$ (b) 불평형 전류 $I_1>I_2$ 그림 5-22 중앙급전 반파장 다이폴의 평형과 불평형 동작

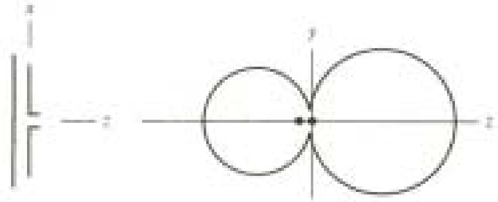
5.4 야기 – 우다 안테나

- ❖ 기생소자 배열 안테나
  - ❑ 특징 : 간단한 구조에 비해 상대적으로 높은 이득
- ❖ 구 성
  - ❑ 기본단위 3개 소자로 구성
    - ➢ 여진기 : 공진 반파장 다이폴
    - ➢ 반사기 : 기생소자
    - ➢ 도파기 : 여진기보다 짧은 기생소자로 반사기와 반대편에 위치
      - ✓ 패턴을 동일한 방향으로 향상시킴



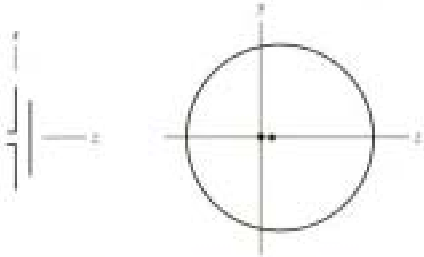
(a) 배열 모양 (b) 간단한 배열 이론으로 구한 H평면패턴

그림 5-30 반파장 공진 다이폴의 2소자 배열. 하나는 여진기이고 다른 하나는 기생소자이다. 양쪽의 전류는 크기가 같고 위상이 반대이다.



(a) 배열 모양 (b) 모멘트법으로 구해진 H평면 방사패턴

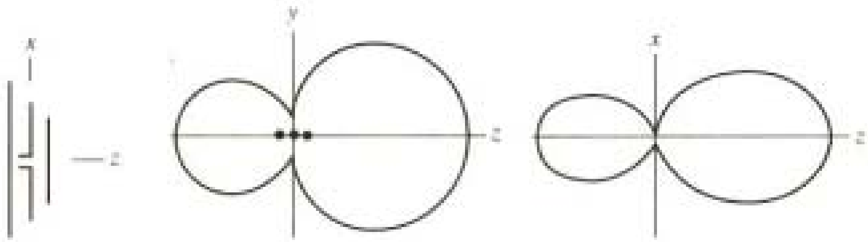
그림 5-31 서로 0.04 λ 떨어진 길이 0.4781 λ 여진기와 길이 0.49 λ 반사기로 구성된 2소자 야기-우다 안테나. 도선의 반지름은 모두 0.001 λ.



(a) 배열 모양 (b) 모멘트법으로 구해진 H평면 방사패턴

그림 5-32 서로 0.04 λ 떨어진 길이 0.4781 λ 여진기와 길이 0.45 λ 반사기로 구성된 2소자 야기-우다 안테나. 도선의 반지름은 모두 0.001 λ

- 최대 지향성을 얻기 위한 최적의 반사기 간격
  - 0.15λ 에서 0.25λ



(a) 배열 모양 (b) 모멘트법으로 구한 H평면 방사패턴 (c) 모멘트법으로 구한 E평면 방사패턴

그림 5-33 서로 0.04 λ 떨어진 길이 0.4781 λ 여진기와 길이 0.49 λ 반사기, 그리고 길이 0.45 λ 도파기로 구성된 3소자 야기-우다 안테나. 도선 반지름은 0.001 λ.

- 도파기 간의 간격
  - 일반적으로 0.2λ에서 0.35λ
  - 넓은 간격은 긴 배열에서, 더 좁은 간격은 짧은 배열에서 사용
- 전형적인 반사기 길이
  - 0.5λ
- 여진기
  - 기생소자가 존재하지 않을 때의 공진길이

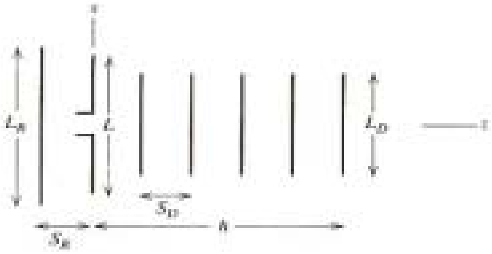


그림 5-34 일반적인 야기-우다 안테나 모양

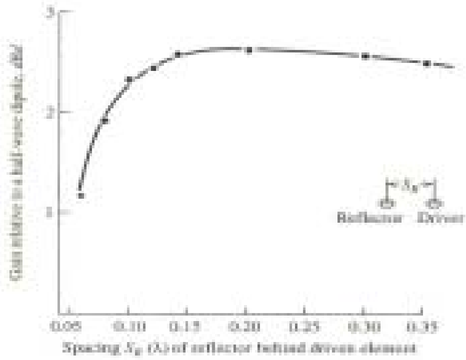


그림 5-35 간격 S_R에 따른 기진 다이폴과 반사기의 측정된[dBd] 이득 [21]

표 5-4 6개의 다른 중앙지지대 길이의 야기-우다 배열 안테나에 대한 기생다이폴의 최적 길이

$d/\lambda = 0.0085$, $S_R = 0.2\lambda$	Boom length of Yagi–Uda Array, λ: 0.4	0.8	1.20	2.2	3.2	4.2
Length of reflector, L_R/λ	0.482	0.482	0.482	0.482	0.482	0.475
Length of director D_n, (L_D/λ): D_1	0.442	0.428	0.428	0.432	0.428	0.424
D_2		0.424	0.420	0.415	0.420	0.424
D_3		0.428	0.420	0.407	0.407	0.420
D_4			0.428	0.398	0.398	0.407
D_5				0.390	0.394	0.403
D_6				0.390	0.390	0.398
D_7				0.390	0.386	0.394
D_8				0.390	0.386	0.390
D_9				0.398	0.386	0.390
D_{10}				0.407	0.386	0.390
D_{11}					0.386	0.390
D_{12}					0.386	0.390
D_{13}					0.386	0.390
D_{14}					0.386	
D_{15}					0.386	
Spacing between directors (S_D/λ)	0.20	0.20	0.25	0.20	0.20	0.308
Gain relative to half-wave dipole, dBd	7.1	9.2	10.2	12.25	13.4	14.2
Design curve (Fig. 5-37)	(A)	(C)	(C)	(B)	(C)	(D)
Front-to-back ratio, dB	8	15	19	23	22	20

Source: P. P. Viezbicke, "Yagi Antenna Design," NBS Tech. Note 688, National Bureau of Standards, Washington, DC, Dec. 1968.

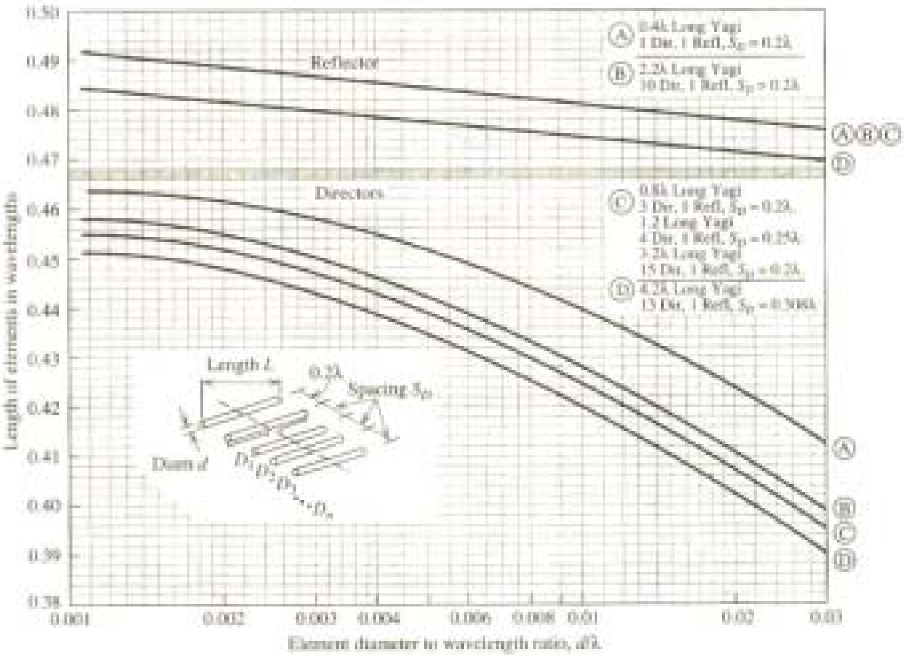


그림 5-37 표 5-4의 야기 안테나에 대한 설계 곡선[21]

5.5 코너 반사판 안테나

- 1938년 크라우스에 의해 개발
- 특징
  - 반파장 다이폴로 10dB에서 12dB의 이득을 얻을 수 있다.
  - 가장 일반적인 반사판의 각도 : 90º

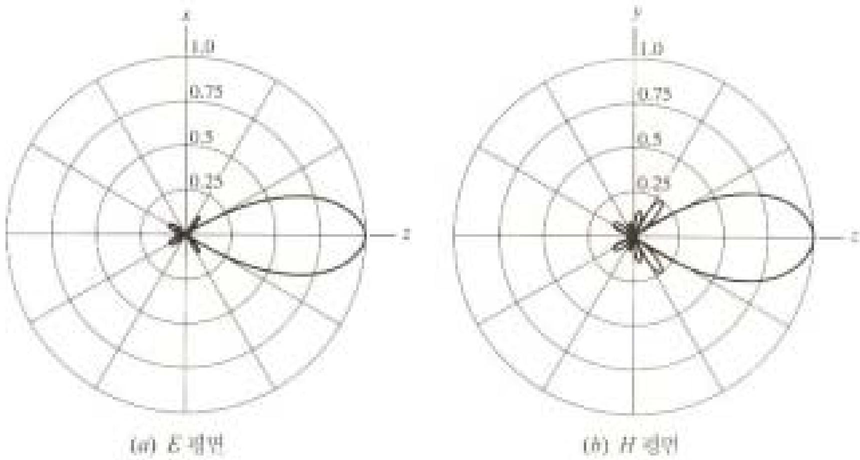


그림 5-41 예제 5-1의 계산된 방사패턴

❑ 패턴모양, 이득, 급전점 임피던스 모두 급전부와 코너간의 간격에 의한 함수가 된다.

❑ 90º 코너 반사판에 대한 방사패턴

- $-45^\circ \le \phi \le 45^\circ$:부엽이 존재하지 않음
- $0.25\lambda \le s \le 0.7\lambda$:훌륭한 지향성

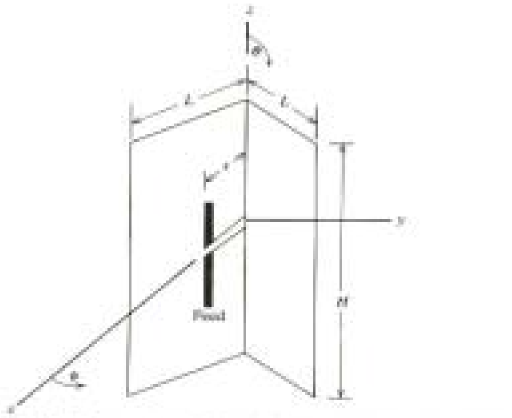


그림 5-42 $\phi = \pm 45^\circ$ 에서 규격판을 갖는 직각 코너 반사판

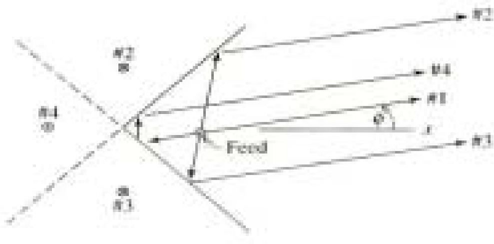
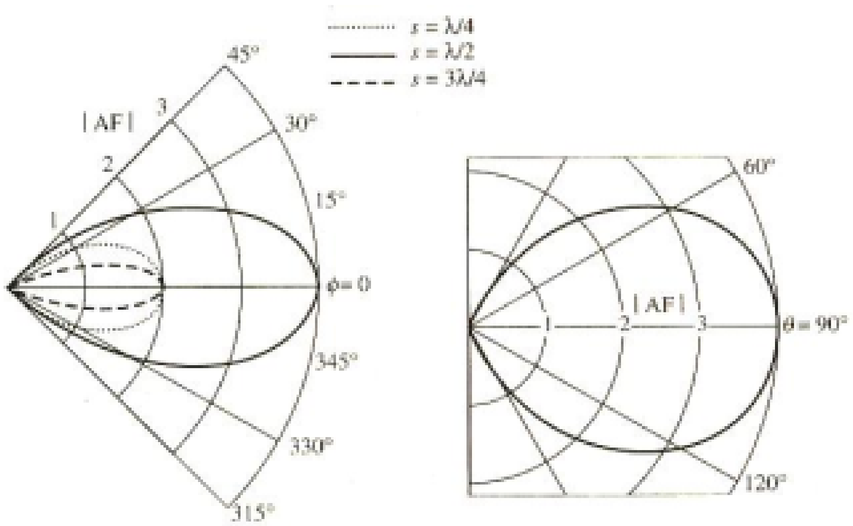


그림 5-43 영상법으로 표현된 직각 코너 반사판과 반사 방법에 대한 설명



(a) H 평면 (b) E 평면

그림 5-44 2개의 반평면(한쪽으로만 무한대)과 $\lambda/2$ 다이폴 급전부로 이루어진 직각 코너 반사판에 대한 주평면 패턴 |AF|(최상의 지향성 간격은 E평면에서만 사용됨).

5.6 불완전 접지면 위의 도선 안테나

- 저주파 안테나(대략 VHF대역과 그 이하)
  - 지면이나 건물 등 주위 환경에 많은 영향을 받음
- 2. 3절에서 완전 접지면의 안테나를 분석하는 방법에 대해 다루었다.
- 이상적인 형태의 완전 접지면
  - 무한하고 평탄한 완전도체
  - 실제로는 안테나 크기에 비해 매우 큰 양도체 평면으로 근사화
- 2. 3. 1절의 영상법으로부터 완전 접지면이나 완전 접지면과 유사한 면 위의 안테나
  - 배열과 같이 동작한다는 것을 알 수 있으며,
  - 접지면 위의 방사패턴은 배열이론을 사용해 얻을 수 있다.

- 이 절에서는 완전 접지면으로 가정할 수 없는 접지면
  - 저주파 안테나가 보통 도선 안테나이고
  - 주변 환경에 많은 영향을 받으므로
  - 도선 안테나가 접지면 위에 있는 경우를 설명
    - 일반화된 이론은 많은 안테나 형태에 적용 가능
- 접지면
  - 모노폴 주위의 방사형 도선
  - 자동차의 지붕이나 실제 지면 같은 다양한 형태로 존재
- 많은 경우 지면은 무한하고 평탄하다고 가정할 수 있으나 불량도체
  - 양도체는 10^7S/m이상의 도전율을 갖지만
  - 지면의 도전율은 많이 변해야 보통 10^{-1}에서10^{-3} S/m의값을 가지기 때문
  - 이 때 최대값은 부토(rich soil)에서 나타나고, 최저값은 바위나 모래가 많은 토양에서 나타난다.
    - 낮은 도전율에서는 근처 안테나에서 발생한 전계가 지면으로 들어가 $\sigma|E|^2$ 의 저항성 손실을 야기하는 전류를 발생시킨다.
    - 이 손실은 입력 저항 성분이 증가함에 따라 크게 나타나고,
    - 그래서 안테나의 방사효율을 떨어뜨린다.

❖ 실제 지면 위의 안테나 패턴

- 안테나가 완전 접지면과 동작할 때와는 다르다.
- 근사화된 패턴
  - 영상법을 적용 가능
  - 실제 지면에서 영상의 세기가 완전 접지면의 값에 비해 줄어드는 것을 제외하면 2. 3. 1절에서 말한 것과 같이 완전 접지면에서 영상이론을 적용가능
  - 영상의 크기는 지면에 도달하는 전자장의 적절한 편파에 대해 평면파에 대한 반사계수로 가중치를 주어 근사화할 수 있다.

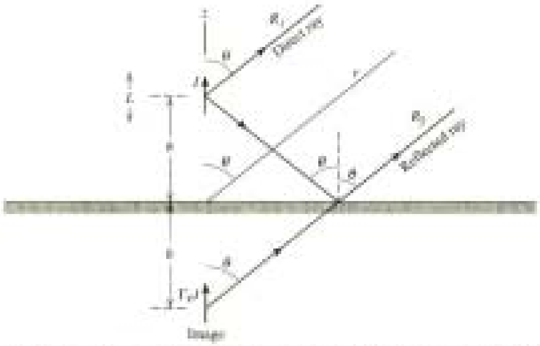


그림 5-45 실제 지면 위의 전류 I인 수직 단형다이폴과 전류 $\Gamma_V I$인 영상

- 그림 5-45와 같이 영상까지 함께 나타난 지면에서 높이 h만큼 떨어진 수직의 단형다이폴을 생각하자.
- 원거리 장에서는 그림과 같이 직접파와 영상 안테나로부터 오는 반사파가 존재하게 된다. 직접파의 전원과 그 영상은 배열을 형성하며, 지면위의 전계는 식(1-93)에 식(1-78)을 적용해 아래와 같이 된다.

$$E_\theta = j\omega\mu \sin\theta \left(IL \frac{e^{-j\beta R_1}}{4\pi R_1} + \Gamma_V IL \frac{e^{-j\beta R_2}}{4\pi R_2} \right) \qquad (5-50)$$

- 여기서 L은 단형다이폴의 길이이고 $\Gamma_V I$는 영상다이폴의 전류이다. Γ_V는 평탄한 지면과 수직 입사편파에 대한 평면과 반사계수인데, 이 때 E는 지면에 법선방향으로 정의된 입사평면에 존재하고 파는 전원으로부터 지면에서의 법선방향으로 진행한다. 원거리장 계산을 위해 병렬 파를 이용하면 원거리장 거리의 식이 아래와 같이 된다.

$$R_1 = r - h\cos\theta \quad \text{그리고} \quad R_2 = r + h\cos\theta \qquad (5-51)$$

- 그리고 식 (5-50)은 아래와 같이 줄어든다.

$$E_\theta = j\omega\mu \frac{IL}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin\theta \left(e^{j\beta h\cos\theta} + \Gamma_V e^{-j\beta h\cos\theta} \right) \qquad (5-52)$$

- 분모는 $R_1 \approx R_2 \approx r$ 를 사용한다. 이 식은 지면에서 유효하며, 괄호 안에 소자패턴 sin θ와 두 개의 소자가 2h 떨어졌을 때의 배열에 대한 배열성분을 포함하고 있다.

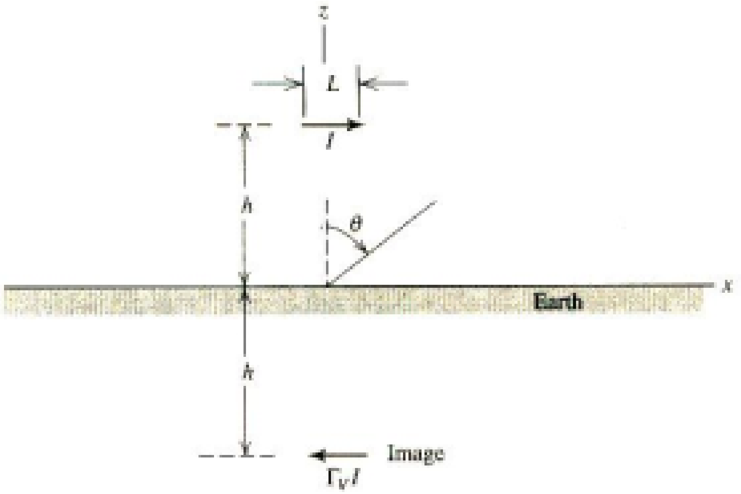


그림 5-46 xz 평면에서 실제 지면 위의 전류 I인 단형다이폴과 전류의 영상 $\Gamma_V I$. yz 평면의 영상전류는 $\Gamma_H I$이다.

- 비슷하게 그림 5-46과 같은 수평 방향의 단형다이폴에 대해 xz평면에서 아래와 같이 된다.

$$E_\theta = j\omega\mu \frac{IL}{4\pi}\frac{e^{-j\beta r}}{r}\sin\theta\left(e^{j\beta h\cos\theta} + \Gamma_V e^{-j\beta h\cos\theta}\right) \quad (5-53)$$

- 여기서 음의 부호는 영상전류가 반대 방향이므로 나타난다. 이 식은 xz 평면에 대해서만 유효하며, E가 입사면 위에 있으므로 Γ_V 가 사용된다. yz평면에서의 전계는 아래와 같다.

$$E_\phi = j\omega\mu \frac{IL}{4\pi}\frac{e^{-j\beta r}}{r}\left(e^{j\beta h\cos\theta} + \Gamma_H e^{-j\beta h\cos\theta}\right) \quad (5-54)$$

- 축에 수직인 평면에 대해 다이폴은 전방향성 패턴을 가지므로 소자패턴은 1이다. 수평 반사계수 Γ_H 는 전계가 입사면에 수직일 때 사용된다.

$$\Gamma_H = \frac{\cos\theta - \sqrt{\varepsilon_r' - \sin^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r' - \sin^2\theta}} \quad (5-55)$$

✓ 편파면(즉, 표면에 대한 수직 바향과 전파 방향으로 형성된 면)에 대해 수직 성분을 가지고 입사하는 전계에 대한 평면파의 반사계수이다.

- Γ_V

$$\Gamma_V = \frac{\varepsilon' \cos\theta - \sqrt{\varepsilon_r' - \sin^2\theta}}{\varepsilon' \cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r' - \sin^2\theta}} \qquad (5\text{–}56)$$

  - ✓ 편파면에 대해 수평 성분을 가지고 입사하는 전계에 대한 평면파 반사계수이며,
  - ✓ ε_r' 은 이 지표면에서의 상대복소 유효유전율(1.4절 참조)이고 아래 식과 같이 주어진다.

$$\varepsilon_r' = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \qquad (5\text{–}57)$$

- ε_r과 σ는 지면의 비유전율과 도전율이다. 지면은 평균적으로 를 가지며, 미국 대륙의 지면 도전율은 10^{-3}에서 3310^{-2} S/m까지 변한다.
- ε_r' 의 허수 부분을 아래 식과 같이 표현하는 것이 편리하다.

$$\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} = 18\times10^3\frac{\sigma}{f_{MHz}} \qquad (5\text{–}58)$$

- 그림 5-47에 도전율이 σ=12310^{-3}인 보통 지표면에서의 반사계수가 나타나 있다.

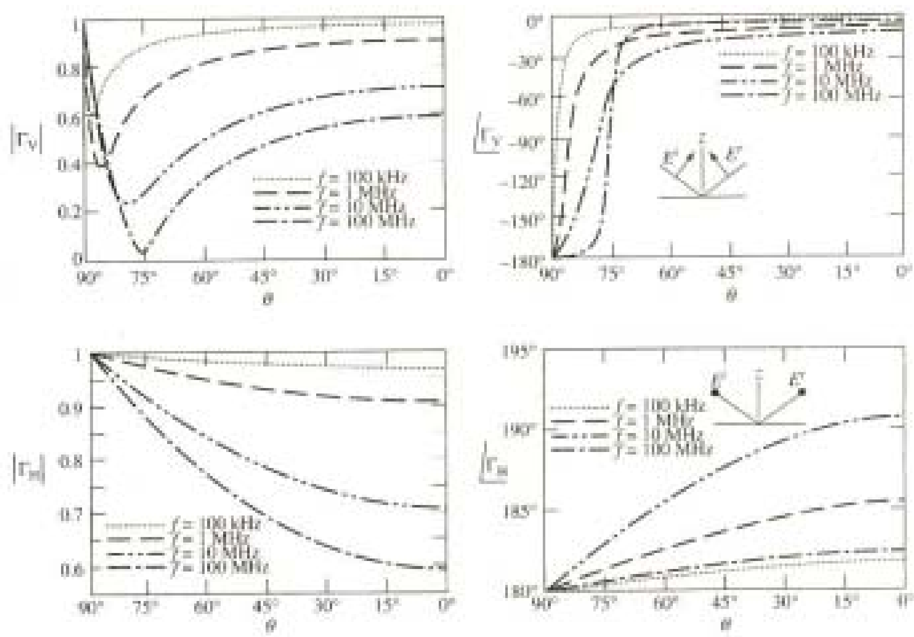


그림 5-47 네 가지 주파수에서 Γ_V와 Γ_H의 크기와 위상. 수평면은 $\theta = 90°$ 임.
$\sigma = 12\times10^{-3}$, $\varepsilon_r = 15$.

- 전 주파수 대역과 지표면 도전율에 대해 낮은 고도각($\theta \sim 90^o$)에서는 Γ_H가 -1에 가까운 것을 알 수 있다. 이는 $\angle\Gamma_V = 90^o$일 때 의사 브루스터각(pseudo-Brewster angle)이 존재하므로 낮은 고도각에서 그 위상과 크기가 빠르게 변하는 Γ_V 와 비교된다.
  - 이러한 현상은 식 (5-56)과 (5-57)에서 ?Γ_V?→1이 되므로 σ→: 또는 ς→0일 때는 발생하지 않는다.
  - 지면 근처의 안테나는 지면으로 입사하는 평면파를 만들지 않기 때문에 영상의 세기를 얻기 위해 평면파 반사계수를 사용하는 것은 근사값에 불과하다.
- 위에서 설명한 것과 같이 방사뿐만 아니라 지표면을 따라 전파하는 표면파도 존재한다.
  - HF와 VHF 주파수 대역에서 표면파는 매우 빨리 감쇠 한다.
    - ✓ θ가 90^o 근처인 접지각(grazing angle)에서는 $\Gamma_V \approx -1$이 되고,
    - ✓ 식(5-52)에서 알 수 있듯이 지면에 근접한 수직 안테나는 $\theta = 90^o$방향으로 거의 방사되지 않는다.
    - ✓ 이 경우 주간 표준 방송용 AM에서 처럼 모두 표면파로 전파한다.
    - ✓ 표면파를 무시하고 위에서 주어진 과정을 사용한 영향은 수직 안테나에서 그다지 심각하지 않다는 것을 알 수 있다.

- 수평 안테나에서 평면파 반사계수 방법이 유효하려면 안테나는 지면에서 최소한 0.2λ 이상 떨어져야 한다.
- 다양한 지표면에 위치한 수직 단형다이폴 고도각패턴이 그림 5-48에 나타나 있다.
  - 지표면이 완전도체일 때(σ=:) 접지면 위의 패턴은 자유공간에서의 단형다이폴과 같은 sin θ이다.
  - 그래서 완전 접지면 위의 방사는 지표면을 따라 최대가 된다.
  - 실제 지표면에서 방사 최대점은 지표면보다 위로 향해 있고, 같은 입력전력에 대해 효율이 줄어들어 세기가 작아지는데, 이것은 일반적인 경향이다.
  - 수직 안테나에 대한 손실 지면의 효과는 방사패턴을 위쪽으로 향하게 한다.
  - 5. 6. 2절에서 설명될 좋은 방사형 접지면 시스템은 지표면에 따라 낮은 각도에서의 방사를 증가시킴으로써 완전 접지면에서와 거의 비슷한 패턴을 만들며, 이러한 낮은 각도에서의 방사는 전리층 반사를 이용한 장거리 통신 링크에 특히 중요하다.
  - 접지면 위 λ/4에 위치한 수직 단형다이폴은 영상과 λ/2떨어진 배열을 형성한다.
    - ✓ 완전 접지면에서 $\varepsilon_r' = \infty$이고 식 (5-56)의 Γ_V는 +1이 된다.
    - ✓ 따라서 배열은 λ/2떨어져 있고, 동일하게 여기되며,
    - ✓ 동위상의 동일선상 배열이 된다.

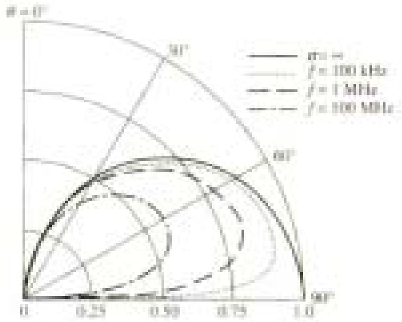
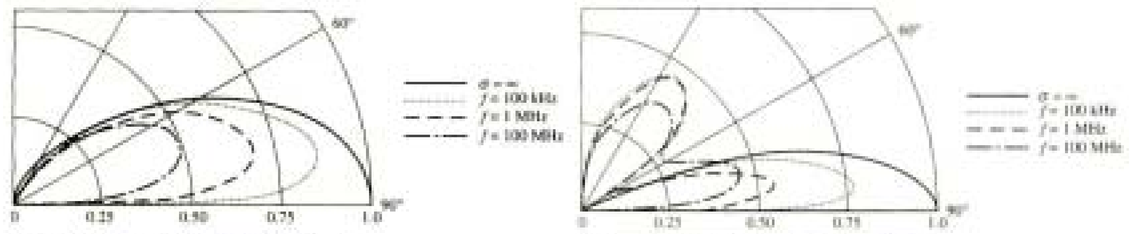


그림 5-48 세 가지 주파수에서 완전 접지면($\sigma = \infty$)의 경우와 비교한 평탄한 지면($\varepsilon_r = 15$, $\sigma = 1.2 \times 10^{-2}$)에서의 수직 단형다이폴의 양각면 패턴



(a) 지면에서 $\lambda/4$ 떨어진 단형다이폴, $2h = \lambda/2$.

(b) 지면에서 $\lambda/2$ 떨어진 단형다이폴, $2h = \lambda$

그림 5-49 완전 접지면($\sigma = \infty$)의 경우와 비교한 세 주파수에서 수직 단형다이폴의 고도각면 패턴

- 이 패턴은 그림 3-17에 주어져 있고 또한 그림 5-49a에 나타나 있다 (σ=:).
  - 실제 지표면에 대해 θ가 90^{o} 근처인 접지각에서 $\Gamma_V \approx -1$이므로 배열은 서로 상쇄되며 그림 5-49a와 같이 지표면을 따라 영점이 된다.
  - 높이 h가 $\lambda/2$까지 증가하면, 그림 5-45의 등가 배열은 λ의 간격을 갖게 되고
  - $h=\lambda/4$ 일 때 나타나는 효과와 더불어 다중엽이 생긴다.
  - $h= \lambda/2$일 때의 고도각패턴은 그림 5-49b와 같다.
- 그림 5-46의 수평 단형다이폴에 대해 방사는 같은 수직 안테나와는 달리 z 축을 포함하는 모든 평면에서 같지 않다.
  - 다이폴의 축에 수직인 yz평면에서 방사전계는 식 (5-54)에 나타나 있다.
  - 반사계수 Γ_H 는
    - ✓ 완전 접지면에서 완전히 –1이고,
    - ✓ 저주파라면 실제 지평면에서 모든 각 θ에 대해 –1의 근사값을 갖는다.
  - 소자패턴은 소자들을 H평면(yz평면)에서 바라볼 때 등방성을 나타낸다.
    - ✓ 그래서 배열인자가 패턴을 완전히 결정한다.
  - 유한한 도전율에 의한 낮은 고도각패턴 효과는 수직 안테나보다 수평 안테나에서 훨씬 적게 나타난다.
  - 접지면 위의 단형 다이폴에 대한 식 (5-52)에서 식 (5-54)의 전자장에 대한 식은 적절한 소자패턴을 사용하면 다른 안테나 형태에서도 사용될 수 있다.
    - ✓ 특히 식 (5-52)의 $\cos\theta$ 는 원하는 안테나의 자유공간 패턴으로 바뀔 수 있다.

5. 6. 2 접지면 제작

- 좋은 접지면은 안테나 크기에 비해 매우 큰 금속판을 사용해 만들 수 있다.
  - 이런 접지면은 저주파에서는 크기가 매우 커야 하므로 비실용적이다.
  - 이 절에서는 실제 지표면의 외견상 도전율을 증가시키기 위한 방법에 대해 알아보고자 한다.

- 지면에 놓여 있는 수직 모노폴 안테나에 대해 생각해 보면(완전 접지면에서의 모노폴에 대한 설면은 2. 3. 2절 참조)
  - 안테나의 끝쪽으로 도달한 전류는 안테나를 빠져나와 공기 중에서 변위전류를 형성하고, 지표쪽으로 들어가면 안텐의 아래쪽으로 향하는 전도전류가 만들어진다.
  - 지표면에서의 손실은 높은 도전율의 최저경로를 만들어주면 감소될 수 있다.
    - 이것은 주로 방사형 접지면 시스템(radial ground system)으로 얻을 수 있다.

- 사용되는 도선의 크기는 중요하지 않고 필요로 하는 기계적 세기에 의해 결정된다.
  - 8번 AWG 도선이 일반적으로 사용되는 도선이며, 이것을 땅에 묻을 필요는 없으나 편의상 땅 속에 묻어 설치한다.
    - 전자장이 통과해야 하는 지면의 두께를 최소화하기 위해 너무 깊이 묻지 말아야 하며,
    - 가끔은 링 모양의 접지면띠로 모노폴의 아래쪽에 방사형 도선을 서로 연결하거나
    - 또는 종종 모노폴 아래쪽의 지면에 한 개 또는 여러 개의 말뚝을 박아 놓기도 한다.
- 방사형 시스템과 지표면의 손실성 저항은 모노폴 구조의 손실성 저항에 더해져 입력 임피던스의 전체 저항성분을 결정한다.
- 식(1-173)에서 보듯이 안테나 시스템의 효율은 손실 정항에 대한 방사저항의 비로 결정된다.
- 고전력 송신 안테나에서 높은 효율을 얻기 위해서는 잘 설계된 방사형 시스템이 중요하다.
- 반면 간단한 모노폴 구조에서는 세 개의 등간격 방사형 도선으로 방사형 시스템을 형성한다.

❖ 표준 AM 방송 송신 안테나

- 가장 정교한 접지 시스템은 송신탑 주위에서 탑으로부터 $\lambda/4$ 길이를 갖고 균일하게 3^o 간격의 120개 방사형 도선으로 이루어진다.
- 일반적으로 방사형 도선의 길이는 모노폴 안테나의 높이와 거의 같다.
- 3MHz 에서 약 $\lambda/4$(25m)길이인 120개 도선 접지 시스템의 저항은 1Ω을 갖는다.
- 3MHz 이상에서
  - 도선이 $\lambda/4$정도 길이보다 길어져도 많은 전류밀도 대부분이 방사선 영역 내에 발생하고 길이를 더 늘여도 특성엣는 큰 변화가 없기 때문이다.

❖ 지표면이나 지표 내에서의 도선 접지 시스템에 대한 제작 이론

- 방사형 시스템의 기능은 전자장이 안테나에서 접지면으로 들어가 전류를 여기하는 즉 저항성 손실을 만드는 것을 막기 위한 것이다.
  - 방사형 도선은 지면 위에 놓이거나 얕게 묻을 수 있다.
  - 도선의 선택은 기계적인 문제에 의해 주로 결정된다.
  - 방사선의 수가 늘어남에 따라 각 도선을 통하는 전류가 줄어들고 필요로 하는 도선 지름이 줄어든다.
  - 안테나의 밑단에서 방사선은 서로 연결되어 하나 또는 그 이상의 접지 말뚝과도 연결된다.

❖ 고주파(VHF 대역 이상)에서 안테나

- 상대적으로 작은 크기를 갖는 금속(도체판, 그물망 또는 방사형 도선) 접지면 위에 세워져 있다.
- 이 때 접지면의 크기와 모양이 중요하며,
- 일반적으로 접지면의 가장 큰 부분으로 최대방사가 일어난다.
  - 예) 자동차에 세워진 모노폴 안테나의 경우
    - ✓ 안테나가 차의 우후면 범퍼에 설치되어 있다면 최대방사는 차의 좌전면으로 일어난다.
    - ✓ 안테나가 차 지붕의 중간에 놓여 있다면 앞 뒤 방향 모두에서 지향성이 좋아진다.

❖ 2. 4절
- ❑ 전기적으로 소형인 루프 안테나의 방사저항과 방사패턴
  - ➢ 이 안테나는 파장에 비해 둘레 길이가 아주 작으며, 루프의 모양보다는 루프의 면적에 의해 영향을 받는 안테나이다.
  - ➢ 소평루프 안테나의 방사는루프면 방향으로 최대가 되며, 루프에 수직인 축을 따라 영점이 나타난다.
  - ➢ 이것은 루프 둘레길이가 전기적으로 작다면 루프를 따라 분포된 전류의 크기와 위상이 상수과 되기 때문이다.

❖ 먄약 루프 둘레길이가 파장길이와 비슷하거나 그보다 크다면
- ❑ 루프 위의 전류 크기와 위상은 위치에 따라 변하며 루프 크기 변화에 따라 성능도 변하게 된다.
- ❑ 등가적으로, 고정된 물리적 크기를 갖는 대형 루프 안테나도 주파수가 변함에 따라 성능이 변하게 된다.

❖ 수학적으로 고려하지 않고 대형 루프 안테나를 균일 전류 크기와 위상을 갖는다고 가정하고, 분석하는 일은 실제적으로는 부정확한 결과를 만들어낼 것이다.

❖ 이 절에서 다룰 공진 루프에서의 전류분포는 정현파에 가까운 분포를 갖는다.
- ❑ 원형과 정사각형 루프
  - ➢ 보통 첫번째 공진점에서 동작
  - ➢ 둘레길이는 한 파장보다 약간 큼
  - ➢ 원형 루프 안테나는 광범위하게 연구
  - ➢ 특히 원형 루프 안테나로부터 전자장을 정확히 계산하는 분석 방법[30]
  - ➢ 원형 루프 안테나의 지향성과 방사저항에 대한 근사식[31] 등이 연구
  - ➢ 원형 루프의 측정과 분석이 참고문헌[32]에 잘 요약되어 있다.

❖ 이 절에서는 대형 정사각형 루프 안테나에 대해 자세히 다룬다.
- ❑ 정사각형 루프 안테나의 성능은 원형 루프와 매우 비슷하다.
- ❑ 한 파장 길이의 정사각형 루프 안테나는 다른 공진 도선 안테나에 사용되는 것과 같은 방법으로 분석할 수 있다.
  - ➢ 먼저, 정현파 전류분포를 가정한 분석결과를 제시
  - ➢ 이를 확인하기 위한 정확한 수치해석 결과를 제시해 비교
  - ➢ 최종적으로 정사각형 루프의 둘레길이를 변화시켰을 때의 계산된 특성을 나타낸다.

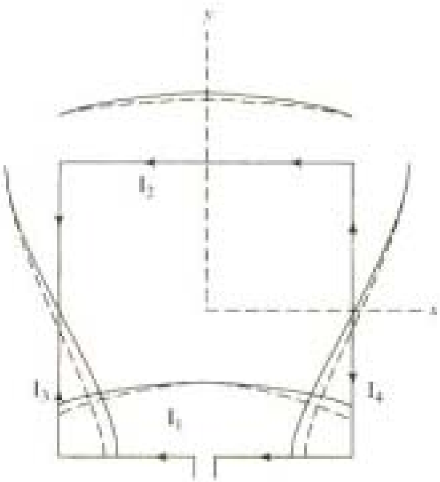


그림 5-51 한파장 정사각형 루프 안테나. 각 변의 길이는 λ/4이다. 실선은 식 (5-59)의 정현과 전류분포를 가진다. 쇄선은 정확한 모멘트법으로 얻어진 전류 크기이다.

- 그림 5-51과 같은 한 파장 정사각형 루프 안테나는 한 변이 ¼ 파장을 갖는다.
  - 한 파장의 둘레길이에서 전류분포가 정현파형이라고 가정
  - 전류분포는 그림 5-51(실선)과 같이 루프를 따라 연속이다. X축에 평행한 변 중앙에 급전을 하면 이정현파 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{I}_1 = \mathbf{I}_2 = -\hat{\mathbf{x}} I_o \cos(\beta x'), \qquad |x'| \le \frac{\lambda}{8}$$
$$\mathbf{I}_4 = -\mathbf{I}_3 = \hat{\mathbf{y}} I_o \sin(\beta y'), \qquad |y'| \le \frac{\lambda}{8} \qquad (5-59)$$

  - 방사특성의 해는 일반적인 방법으로 구한다. 먼저 식(1-101)에서 벡터 전위는 다음과 같다.

$$\mathbf{A} = \mu \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int_{\text{loop}} \mathbf{I} e^{j\beta \hat{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{r}'} \, dl \qquad (5-60)$$

➢ 위상에 대한 함수를 찾기 위해서 각 변에서 원점으로부터 각 변 위에서 임의의 위치로 향하는 벡터를 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{r}_1' = x'\hat{\mathbf{x}} - \frac{\lambda}{8}\hat{\mathbf{y}} \qquad \mathbf{r}_2' = x'\hat{\mathbf{x}} + \frac{\lambda}{8}\hat{\mathbf{y}}$$

$$\mathbf{r}_3' = -\frac{\lambda}{8}\hat{\mathbf{x}} + y'\hat{\mathbf{y}} \qquad \mathbf{r}_4' = \frac{\lambda}{8}\hat{\mathbf{x}} + y'\hat{\mathbf{y}} \tag{5-61}$$

➢ 이 때, 아래 첨자는 대응하는 변을 나타낸다. 식 (C-4)로부터 $\hat{r}$ 에 대한 표현과 식(5-61)을 식(5-60)에 적용해 루프에 대한 폐적분을 각변에 대한 적분으로 분리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \mu\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}I_o\left[-\hat{\mathbf{x}}\int_{-\lambda/8}^{\lambda/8}\cos(\beta x')e^{j\beta x'\sin\theta\cos\phi}\left(e^{-j(\pi/4)\sin\theta\sin\phi}+e^{j(\pi/4)\sin\theta\sin\phi}\right)dx'\right.\\ &\quad\left.+\hat{\mathbf{y}}\int_{-\lambda/8}^{\lambda/8}\sin(\beta y')e^{j\beta y'\sin\theta\sin\phi}\left(-e^{-j(\pi/4)\sin\theta\cos\phi}+e^{j(\pi/4)\sin\theta\cos\phi}\right)dy'\right]\\ &=\mu\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}I_o\left[-\hat{\mathbf{x}}2\cos\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\phi\right)\int_{-\lambda/8}^{\lambda/8}\cos(\beta x')e^{j\beta x'\sin\theta\cos\phi}\,dx'\right.\\ &\quad\left.+\hat{\mathbf{y}}2j\sin\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\phi\right)\int_{-\lambda/8}^{\lambda/8}\sin(\beta y')e^{j\beta x'\sin\theta\sin\phi}\,dy'\right]\end{aligned} \tag{5-62}$$

➢ 대괄호 내 두 항에서 각각의 첫번째 항은 1, 2변과 3, 4변 쌍에 대한 각각의 배열 성분이다. 이에 대한 적분 계산과 간소화 과정을 통해 아래 식을 얻어낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \mu\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}\frac{2\sqrt{2}I_o}{\beta}\left\{\hat{\mathbf{x}}\frac{\cos[(\pi/4)\cos\Omega]}{\sin^2\gamma}\left[\cos\gamma\sin\left(\frac{\pi}{4}\cos\gamma\right)-\cos\left(\frac{\pi}{4}\cos\gamma\right)\right]\right.\\ &\quad\left.-\hat{\mathbf{y}}\frac{\sin[(\pi/4)\cos\gamma]}{\sin^2\Omega}\left[\cos\Omega\cos\left(\frac{\pi}{4}\cos\Omega\right)-\sin\left(\frac{\pi}{4}\cos\Omega\right)\right]\right\}\end{aligned} \tag{5-63}$$

$$\cos\gamma = \sin\theta\cos\phi \quad \text{그리고} \quad \cos\Omega = \sin\theta\sin\phi \tag{5-64}$$

➢ 원거리계 성분

$$\begin{aligned}E_\theta &= -j\omega A_\theta = -j\omega\mathbf{A}\cdot\hat{\boldsymbol{\theta}} = -j\omega(A_x\hat{\mathbf{x}}\cdot\hat{\boldsymbol{\theta}} + A_y\hat{\mathbf{y}}\cdot\hat{\boldsymbol{\theta}})\\ &= -j\omega(A_x\cos\theta\cos\phi + A_y\cos\theta\sin\phi)\end{aligned} \tag{5-65a}$$

$$E_\phi = -j\omega\mathbf{A}\cdot\hat{\boldsymbol{\phi}} = -j\omega(-A_x\sin\phi + A_y\cos\phi) \tag{5-65b}$$

➢ 식 (5-63)에서 A_x와 A_y를 구해 대입하면

$$E_\theta = \frac{jI_o\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2}\pi r}\cos\theta\left\{\frac{\sin\phi\sin[(\pi/4)\sin\theta\cos\phi]}{1-\sin^2\theta\sin^2\phi}\cdot\left[\sin\theta\sin\phi\cos\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\phi\right)-\sin\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\phi\right)\right]-\frac{\cos\phi\cos[(\pi/4)\sin\theta\sin\phi]}{1-\sin^2\theta\cos^2\phi}\cdot\left[\sin\theta\cos\phi\sin\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\phi\right)-\cos\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\phi\right)\right]\right\} \quad (5\text{-}66a)$$

$$E_\phi = \frac{jI_o\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2}\pi r}\left\{\frac{\cos\phi\sin[(\pi/4)\sin\theta\cos\phi]}{1-\sin^2\theta\sin^2\phi}\cdot\left[\sin\theta\sin\phi\cos\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\phi\right)-\sin\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\phi\right)\right]+\frac{\sin\phi\cos[(\pi/4)\sin\theta\sin\phi]}{1-\sin^2\theta\cos^2\phi}\cdot\left[\sin\theta\cos\phi\sin\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\phi\right)-\cos\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\phi\right)\right]\right\} \quad (5\text{-}66b)$$

➢ 이 식들은 1.7절의 원리를 사용해 바로 유도할 수 있다.

➢ 원거리장 식은 기본면에서 간단히 표시된다. 루프면인 xy평면(E평면)에서는 θ =90º이고, 식 (5-66)은 아래와 같이 간략히 할 수 있다.

$$E_\theta\left(\theta=\frac{\pi}{2}\right)=0 \quad (5\text{-}67a)$$

$$E_\phi\left(\theta=\frac{\pi}{2}\right)=\frac{jI_o\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2}\pi r}\frac{\pi}{4}\left\{\frac{\sin[(\pi/4)\cos\phi]}{(\pi/4)\cos\phi}\left[\sin\phi\cos\left(\frac{\pi}{4}\sin\phi\right)-\sin\left(\frac{\pi}{4}\sin\phi\right)\right]+\frac{\cos[(\pi/4)\sin\phi]}{(\pi/4)\sin\phi}\left[\cos\phi\sin\left(\frac{\pi}{4}\cos\phi\right)-\cos\left(\frac{\pi}{4}\cos\phi\right)\right]\right\} \quad (5\text{-}67b)$$

➢ y축을 따라 (5-67b)는 다음과 같이 표현된다.

$$E_\phi\left(\theta=\frac{\pi}{2},\phi=\frac{\pi}{2}\right)=-\frac{jI_o\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2}\pi r}\frac{1}{\sqrt{2}} \quad (5\text{-}68)$$

➢ E평면인 xz평면에서는 식 (5-66)은 아래와 같이 유도된다.

$$E_\phi(\phi=0)=0 \quad \textbf{(5–69a)}$$

$$E_\theta(\phi=0)=\frac{jI_o\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2}\pi r}\frac{\sin\theta\sin[(\pi/4)\sin\theta]-\cos[(\pi/4)\sin\theta]}{\cos\theta} \quad (5\text{-}69b)$$

- H평면인 yz 평면에서 식 (5-66)은 다음과 같이 간략화 된다.

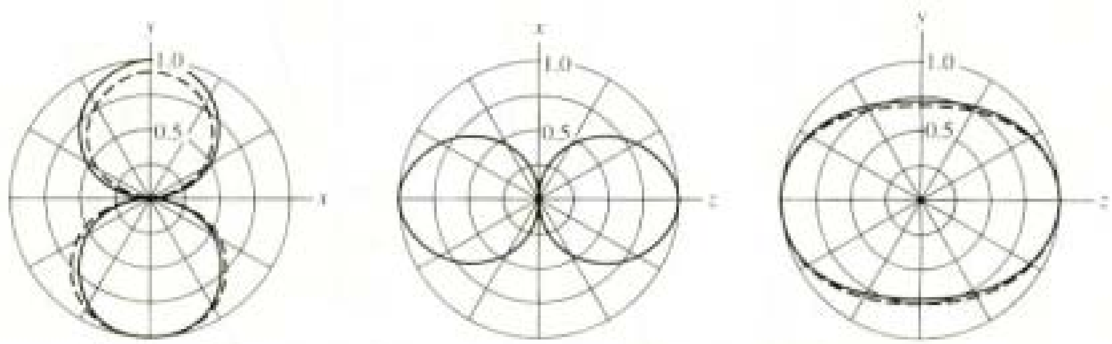
$$E_\theta\left(\phi = \frac{\pi}{2}\right) = 0 \qquad (5\text{-}70a)$$

$$E_\phi\left(\phi = \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{jI_o\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2}\pi r}\cos\left(\frac{\pi}{4}\sin\theta\right) \qquad (5\text{-}70b)$$

- 그림 5-52c(실선)에 정규화 된 Eφ값이 그려져 있다. cos[(π/4)sin θ] 패턴은 1, 2 변의 중심점에 위치한 두 개의 점원에 의한 배열 성분이다. z축에서 (θ=0º) 식 (5-69)과 식(5-70)은 똑같이 다음 식과 같이 x축에 평행한 전계를 나타낸다.

$$E_x = -\frac{jI_o\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2}\pi r} \qquad (5\text{-}71)$$

- 이 값은 식(5-68)의 y축 위의 Ex에 비해 $\sqrt{2}$배 더 크다.



(a) E_ϕ의 xy 평면(루프 평면과 E 평면) 정규화 패턴. 이 평면에서 HP = 94˚

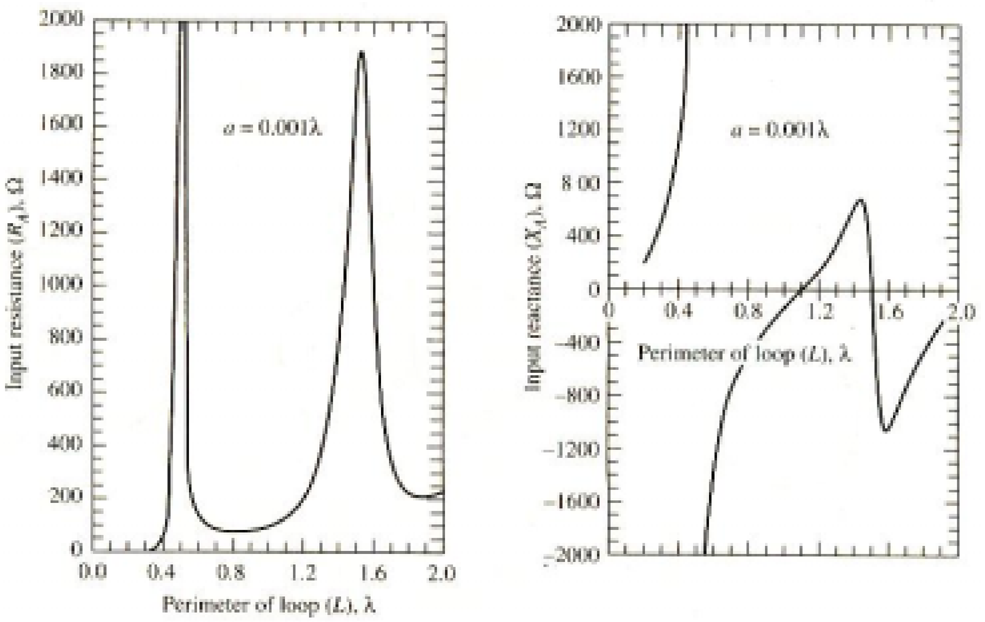
(b) E_θ의 xz 평면(E 평면) 정규화 패턴. 이 평면에서 HP = 85˚. 이 평면에서 두 방식으로 구해진 패턴은 동일

(c) E_ϕ의 yz 평면(루프 평면과 E 평면) 패턴

그림 5-52 한파장 정사각형 루프 안테나의 주평면 패턴. 실선은 그림 5-51의 정현파 전류분포에 의한 패턴이고, 쇄선은 정확한 수치해석법으로 얻어진 전류분포에서 구한 패턴이다.

- 한파장 정사각형 루프 안테나의 방사특성에 대한 일반화된 결론
  - 루프 평면에 수직인 z축을 따라 최대방사가 일어나며
  - 이 방향에서 급전점을 포함하는 변에 평행한 편파가 된다.
  - 루프 평면에서는 급전점을 포함하는 변에 평행한 방향(x축)으로 영점이 있고 급전점을 포함하는 변에 직교하는 방향(y축)으로 방사가 일어난다.
  - 이는 루프 평면에서 최대방사(균일방사)특성을 나타내고 축상에서 영점이 나타나는 소형 루프 안테나의 경우와는 다른 결과를 나타낸다.

- 한 파장 정사각형 루프 안테나의 이득은 3.09dB이고, 3.82dB인 한파장 직도선형 다이폴에 비해 작다.
- 이것은 그림 5-4의 한파장 다이폴의 패턴과 비교해 볼 때 그림 5-52에서 루프의 방향성 패턴이 더 작은 것으로 예측할 수 있다.

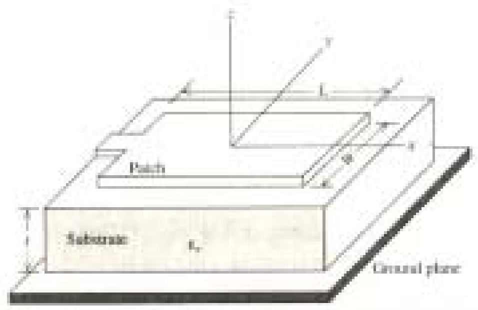


(a) 입력저항 (b) 입력 리액턴스

그림 5-53 파장 단위의 루프 둘레 함수로 나타낸 정사각형 루프 안테나의 입력 임피던스 루프의 한 변 중심으로 급전을 하고 도선 반지름 $a = 0.001$이다(모멘트법 사용).

5.8 마이크로스트립 안테나

- Microstrip radiator에 대한 idea가 나온 시기는 1950년대 초
- 1970년대부터 본격적인 연구가 진행 그동안 유용한 설계방법이 제시되어왔다.
- 인쇄형 안테나는 부피가 작고 특정 형태로 만들기 쉬우며 대량생산시 생산비가 적게 들어서 안테나 엔지니어에게 인기
- 마이크로 스트립 소자와 배열의 동작원리 파악



(a) 가장자리 급전 마이크로스트립 패치 안테나를 분석하기 위한 구조

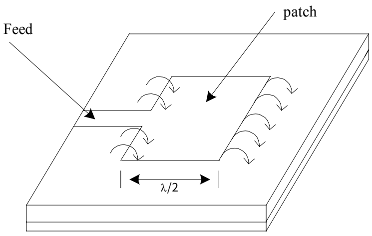
5.8.1 마이크로 스트립 패치 안테나

마이크로스트립 안테나의 장점

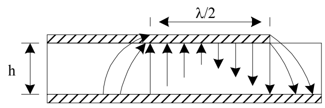
- 100MHz부터 50GHz까지 폭 넓은 주파수 대역에서 사용
- 가볍고, 부피가 적고, 유연하다
- 제작 단가가 싸다
- 안테나를 쉽게 미사일이나, 비행체에 부착할 수 있다
- 이중 공진 주파수를 쉽게 만들 수 있다
- 안테나 구조물에 feed line과 matching network를 부착가능
- 여러 모듈(amp., phase shifter, oscillator etc.)을 안테나에 부착가능
- Linear, circular polarization을 feed point의 위치 변화로 쉽게 구현가능

❑ 단점

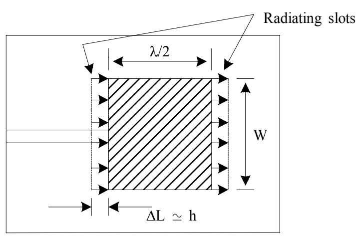
- 좁은 대역폭(초기는 1~5%, 지금은 10%)
- 낮은 전력 운영 능력
- Surface wave의 발생 가능성
- 손실(feed line)과 그것에 의한 낮은 이득
- Feed line과 radiator 사이의 isolation이 나쁘다
- Array를 할 경우, 낮은 sidelobe를 만들기 어렵다



(a) Rectangular microstrip patch antenna



(b) Side view



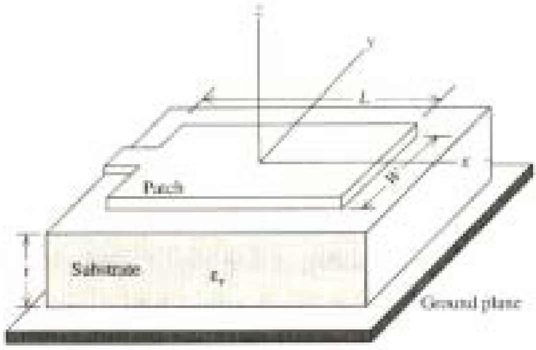
(c) Top view

그림2.3 Rectangular microstrip patch antenna filed pattern

❖ 반파장 패치의 공진 길이에 대한 근사값

$$L \approx 0.49\lambda_d = 0.49\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

- ❑ λ : 자유공간에서의 파장길이
- ❑ λ_d : 유전체에서의 파장길이
- ❑ ε_r : 기판의 유전 상수



(a) 가장자리 급전 마이크로스트립 패치 안테나를 분석하기 위한 구조

- ❑ 원거리장 성분

$$E_\theta = E_o \cos\phi \, f(\theta, \phi) \quad (5\text{-}73a)$$

$$E_\phi = -E_o \cos\theta \sin\phi \, f(\theta, \phi) \quad (5\text{-}73b)$$

여기서

$$f(\theta, \phi) = \frac{\sin\left[\frac{\beta W}{2}\sin\theta\sin\phi\right]}{\frac{\beta W}{2}\sin\theta\sin\phi}\cos\left(\frac{\beta L}{2}\sin\theta\cos\phi\right) \quad (5\text{-}73c)$$

- ❑ 주평면 방사패턴

$$F_E(\theta) = \cos\left(\frac{\beta L}{2}\sin\theta\right) \qquad E\text{ 평면},\ \phi = 0° \quad (5\text{-}74a)$$

$$F_H(\theta) = \cos\theta\,\frac{\sin\left[\frac{\beta W}{2}\sin\theta\right]}{\frac{\beta W}{2}\sin\theta} \qquad H\text{ 평면},\ \phi = 90° \quad (5\text{-}74b)$$

❑ 공진형 가장자리 급전 방식 패치의 입력 임피던스에 대한 근사식

$$Z_A = 90\frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1}\left(\frac{L}{W}\right)^2 \Omega \qquad \text{반파장 패치} \qquad (5\text{-}75)$$

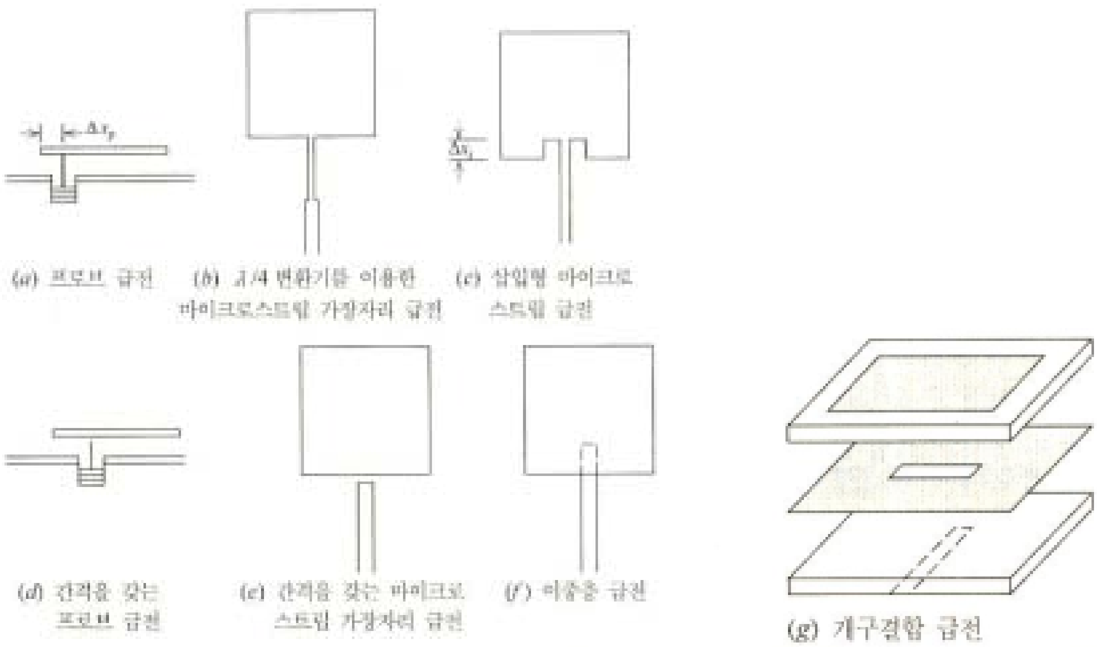


그림 5-55 마이크로스트립 패치 안테나의 급전 방법

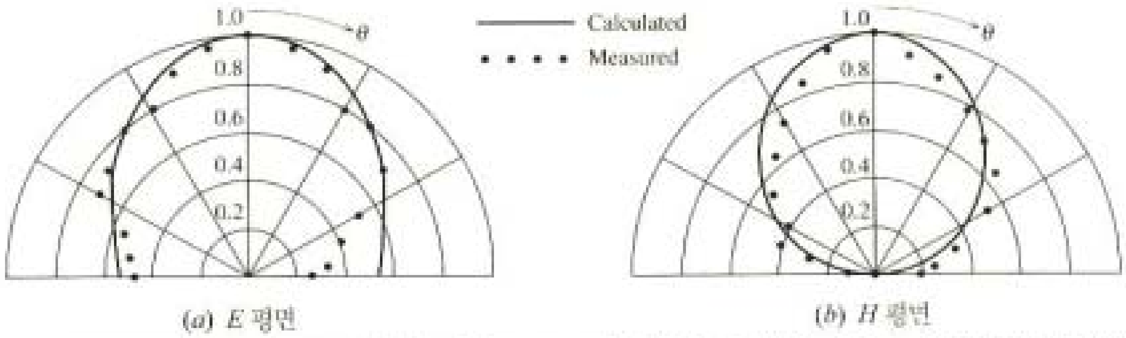
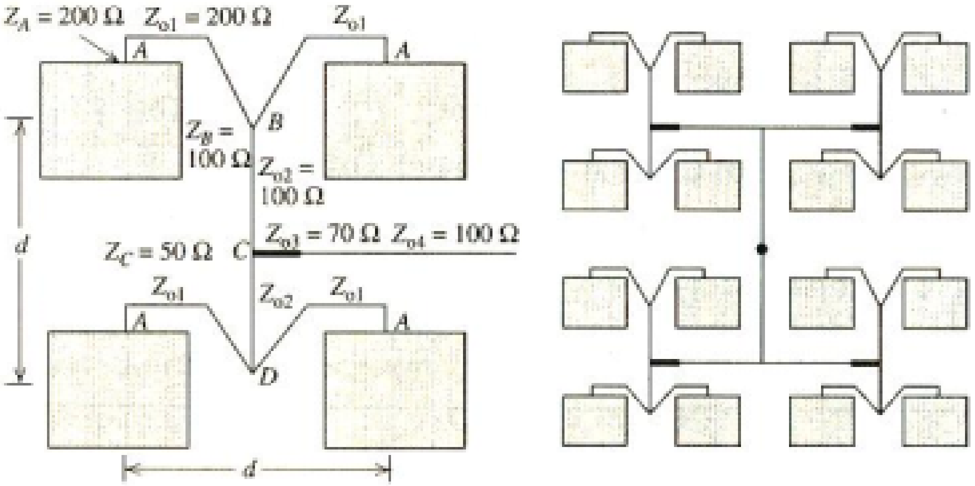


그림 5-56 예제 5-2의 정사각형 마이크로스트립 패치의 방사패턴. 실선은 식(5-74)를 사용해 계산한 것이고 점은 측정값들이다.

5.8.2 마이크로 스트립 배열

- 동일한 단일 인쇄회로 기판 위에 안테나와 급전 회로망을 동시에 구현가능
  - 안테나 기술은 안테나에 독립적으로 연결된 각각의 소자들로부터 칩들(chips)이 급전선과 방사기에 완전히 결합되는 방향으로 발전
- 고정 빔 응용에 많이 사용
- 소자간 거리는 그레이팅 로브를 피하기 위해 자유공간 파장보다 작게
- 상호결합을 줄이고 주어진 소자 개수에서 최대이득을 얻으며 급전선 간에 충분한 공간 확보 : $\lambda/2$ 이상
  - 0.57 λ 떨어진 마이크로 스트립 패치에서는 상호결합이 거의 발생하지 않음
- 배열형태
  - 선형, 평면, 등각
- 급전시스템
  - 병렬, 직렬, 혼합형



(a) 4소자 부분배열 (b) 부분배열로 결합한 16소자 배열

그림 5-57 균일 진폭과 위상을 여기하는 급전회로망을 갖는 평면 마이크로스트립 배열