[UCI]I804:24011-200000231737

# 브라운안테나의 배열에 관한 연구

A Study on the Array Antenna Using Braun Antenna

2007年 2月

조선대학교 교육대학원

전기 · 전자 · 통신교육전공

송 용 배

# 브라운안테나의 배열에 관한 연구

지도교수 이 강 현

이 논문을 교육학석사(전기 · 전자 · 통신교육전공)
학위 청구논문으로 제출합니다.

2006年 10月

조선대학교 교육대학원

전기 · 전자 · 통신교육전공

송 용 배

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY
100373490 2007-04-09

# 송용배의 교육학 석사학위 논문을 인준합니다.

심사위원장 조선대학교 교수 김 정 화

심사위원 조선대학교 교수 양 원 일

심사위원 조선대학교 교수 이 강 현

2006年 12月

# 조선대학교 교육대학원

# 목 차

표 목 차 ····· iii

도 목 차 ····· iv

ABSTRACT ····· vi

Ⅰ. 서 론 ····· 1
1-1 안테나 개요 ····· 2
1-2 전파와 전파기구 ····· 2

Ⅱ. 안테나의 자정수 ····· 4
2-1 입력 임피던스 ····· 4

Ⅲ. 안테나 소자 ····· 7
3-1 접지 안테나 ····· 7
3-2 수직 접지 안테나 ····· 11
3-3 브라운 안테나 ····· 13

Ⅳ. 안테나 배열 ····· 16
4-1 어레이 종류 ····· 16
4-2 2소자 어레이 ····· 19
4-3 지향성 적의 원리 ····· 22
4-4 안테나 어레이 ····· 24

Ⅴ. 피더와 안테나의 매칭 ····· 29
5-1 폴디드 다이폴 ····· 29
5-2 델타매치 ····· 33
5-3 T매치 ····· 34
5-4 감마매치 ····· 37
5-5 오메가매치 ····· 38

Ⅵ. 시스템 구현 및 설치 ····· 42

Ⅶ. 결론 ····· 45

참고문헌 ····· 46

# 표 목 차

표 1. 감마매치의 여러정수 ..... 38

# 도 목 차

그림 1. 접지 안테나의 전압 전류분포 ····· 8
그림 2. 접지 안테나의 실효고 ····· 8
그림 3. 안테나의 길이와 이득과의 관계 ····· 12
그림 4. 브라운 안테나의 구조 ····· 14
그림 5. array 안테나 ····· 17
그림 6. end fire array 지향특성 ····· 17
그림 7. ordinary, 한샘-우드야드형 end fire array의 지향 특성 ····· 18
그림 8. 2소자 어레이 위상계수 ····· 19
그림 9. 안테나의 급전전류크기 ····· 20
그림 10. 안테나의 지향특성 및 무지향성 ····· 21
그림 11. 4개의 무지향성 어레이 소자 ····· 22
그림 12. 안테나의 지향성 적의 패턴 ····· 23
그림 13. 8소자 어레이의 합성 패턴 ····· 24
그림 14. 무지향 안테나의 배열 ····· 25
그림 15. 지향성 안테나의 배열 ····· 26
그림 16. 패턴 적의 원리 ····· 27
그림 17. 두 개의 지향성 안테나의 배열 ····· 28
그림 18. 패턴 적의 원리 ····· 28
그림 19. 폴디드 다이폴 ····· 29
그림 20. 폴디드 다이폴의 전류분포와, 동일입력 다이폴과의 비교 ····· 30
그림 21. 2선식 폴디드 다이폴의 임피던스 스텝압비 ····· 31
그림 22. 3선식 폴디드 다이폴의 임피던스 스텝압비 ····· 32

그림 23. 델타매치 반파장 다이폴 ····· 34
그림 24. T매치 ····· 35
그림 25. T매치의 입력 임피던스의 변화의 모습 ····· 36
그림 26. 감매매치 ····· 37
그림 27. 오메가매치 ····· 39
그림 28. 오메가매치의 구조 ····· 40
그림 29. Q매치 ····· 40
그림 30. 설치 및 실험 결과 ····· 43

# ABSTRACT

## A Study on the Array Antenna Using Braun Antenna

SONG, Yong Bae
Advisor: Prof. Rhee, Kang-Hyeon, Ph.D.
Major in Electricity, Electronics and Communication Education, Graduate School of Chosun University

With the recent increase in the demand for an wireless communications, new technologies is anticipated to appear to provide high quality and high capacity services for all users, operators, and manufacturers. The array antenna technique using braun antenna is steadily proposed as one of the technologies to realize this future communication system. The antenna that applied the array technique of the braun antenna is known as smart antenna. Smart antenna is the intelligent antenna system that can react to the given signal environment and change its array patterns automatically. It is based on the array technique that combines signals received from antenna elements arrayed linear, circular, and planar antennas.

Despite there is various kind of antenna, there are problems such as TVI, BCI, space, occupant group (apartment administration), noise problem etc. in antenna establishment in downtown area. Accordingly, establishment is emphasized necessity of easy and performance is excellent antenna.

In this paper, in order to solve these problems, we experimented some conformity methods using manufacture antenna that Brown proposed. Impedance matching of the Brown antenna is existent method by length control of a branch's angle and feeder. However, certified even if depend in control of length of duplicator and branch's angle experimentally that impedance matching is available

As a result, in case of the proposed method that is impedance matching of brown antenna is fixed height with rooftop of building, matching is possible independently with feeder's length. Therefore, when establish brown antenna, expected that can be used usefully.

# Ⅰ. 서 론

오랜 옛날부터 인류가 지구상에 출현한 이후로 인류는 수많은 방법을 동원하여 서로 간의 정보전달을 위한 노력을 하여 왔다. 최초에 그들은 그림과 빛, 소리 등으로 정보 전달을 하였는데 점점 말과 문자의 형태로 자리 잡게 되었다. 문자보다 말이 교신수단으로 사용되었는데 이는 매우 획기적인 사건이었으며 정보 전달에 편리함을 가져다주었다. 매체의 측면에서 볼 때 전기통신은 문자와 인쇄술 다음에 등장했지만 정보의 전달, 저장, 재생의 활용 가능성은 무궁무진하므로 전기통신이 현대 인류사회를 지배하고 있다고 해도 과언이 아니다.

19세기말 마르코니에 의해 무선통신시대가 열리면서 수많은 형태의 안테나가 개발되어 왔으며, 사용목적과 사용주파수, 구조, 동작원리, 특성, 사용방법, 주파수특성에 따라 안테나 크기와 형태가 달리 사용되고 있다. 그러나 현재 우리의 실정은 안테나의 중요성에도 불구하고 선진국에서 개발된 안테나를 모방 또는 수입하여 사용하고 있는 실정이며 통신의 여러 분야 중에서도 첨단을 걷고 있는 것 중의 하나가 무선통신이다.

무선통신을 하기 위해서는 기본적으로 무선국의 전파특성을 잘 알아야 한다. 특히 전파 복사를 담당하여 신호 전송수단으로 사용되는 안테나는 전체 시스템의 성능에 미치는 영향이 지대하므로 이의 특성에 대한 고찰이 중요하다. 그러나 여러 가지 종류의 안테나가 있음에도 불구하고 근래의 도심지나 고층 밀집지역에서의 안테나의 설치는 많은 문제점이 있다. 다시 말해 공간의 문제, 주거인집단(아파트관리당사자)과의 문제, TVI, BCI, 잡음의 문제 등이다. 그래서 일반무선국이나 아마추어무선국이 설치가 용이하고 성능이 우수한 안테나의 개발, 연구의 필요성이 강조되어 도심지에서 설치가 쉽고, 성능이 좋은 안테나가 필요하게 되었다 그래서 본 논문에서는 여러 가지 안테나의 특성을 검토하고 이론적 배경을 고찰하고 그러한 안테나로서 브라운이 제안한 안테나를 어레이로 제작 몇 가지의 정합방식을 실험, 검토하고자한다.

## 1-1. 안테나 개요

안테나는 보통 고주파회로에 접속해서 사용되고 있는 하나의 특수한 전기회로라고 할 수 있다. 그러나 안테나는 보통의 전기회로와는 다른 성질을 가지고 있다. 즉, 보통의 집중적 전기회로에다 아무리 큰 전력을 주어도 대부분의 전력을 그 회로 중에서 소비될 뿐이며 그로부터 복사(radiation)되는 전파의 에너지는 매우 적다. 그러나 송신 안테나는 고주파회로의 전력을 효율적으로 전파에너지로 변환해서 공간에 복사한다. 또 반대로 집중적 전기회로를 아무리 강력한 전파 속에 두어도 그 회로에서 얻을 수 있는 유도전력은 애무 작으나, 수신 안테나를 사용하면 도래전파의 에너지를 효율적으로 전력으로 변환해서 전기회로에 전달한다.

이와 같이 안테나는 전기회로와 전파 사이의 에너지 변환기이며 그 변환효율이 좋아지도록 그 크기와 모양이 설계된 특수한 전기회로라 할 수 있다. 또, 보통의 전기회로는 집중정수로 구성되고 회로 전체의 기하학적 크기가 파장에 비해서 대단히 작지만 대개의 안테나는 적어도 수분의 1파장 이상의 크기를 가지고 있다. 경우에 따라 매우 작게 만들어진 안테나도 있으나 이러한 안테나의 효율은 일반적으로 나쁘다.

## 1-2. 전파와 전파기구

전파(즉 전자파)는 시간적으로 변화하는 전계와 자계가 서로 얽혀서 전파 되어가는 파동이며 일반 교류전자계 중의 특별한 경우이다.

캐패시터에 저주파전압을 걸었을 때 그 속에서 생기는 교류전계라든가, 인덕턴스에 저주파전류를 흘렸을 때 그 속에 생기는 교류자계 및 이들에서 약간 밖으로 새어나간 정상상태의 전계나 자계는 일반적으로 그 세기가 거리의 2승 혹은 3승에 반비례해서 급히 감쇄하며 먼 곳까지 이를 수 없는 것으로서 전파라고는 말할 수 없다. 이와 반대로 전계와 자계가 서로 얼키고 서로 도와가면서 퍼져가는 전파는 그 전계나 자계의 세기가 거리에 반비례해서 감쇄될 뿐이므로 먼 곳에까지 이를 수 있으며 이와 같은 교류전자계를 전파라고 한다.

자속이 시간적으로 감소하면 이것을 감싸고 있는 폐회로에 기전력이 발생하여 유전속이 나타나고 이 유전속이 시간적으로 증가하면 이것을 감싸고 기전력이 발생하며 자

속이 나타난다.

이와 같은 전류가 흐르면 그 주위에 자계가 생긴다. 이 전류가 증가하면 이와 같이 자계도 증가하고 전파유도의 법칙에 따라 전계가 생긴다. 그 다음 처음의 전류의 증가율이 감소하면 이와 같이 전계도 감소하고 변위전류의 자기작용으로 다시 자계가 나타난다. 이와 같이 자계의 변화→전계의 변화→자계의 변화를 되풀이 하면서 시간적으로 변화하는 전계와 자계가 식 (1)의 속도로 점점 퍼져간다. 이러한 전계와 자계의 파동 즉 전자파는 실제로는 모든 방향으로 퍼져나간다.

$$C = 2.998 \times 10^8 [m/sec] \fallingdotseq 3 \times 10^8 [m/sec] \tag{1}$$

전파는 파동이므로 주파수가 일정하면 공간적으로 일정간격$\lambda[m]$마다 동일상태를 되풀이 하며 이 일정간격 $\lambda$를 파장이라 하며 식 (2)와같이 표현 한다. 이제 전파의 주파수가 $f[Hz]$라 하면 $f\lambda$가 1초간의 전파의 진행거리가 되므로 자유공간에서는 다음과 관계가 있다.

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8}{f} [m] \tag{2}$$

따라서, 전파의 파장$\lambda$나 주파수 $f$의 어느 한쪽이 주어지면 다른 쪽은 이 식에서 구할 수 있다.

# Ⅱ. 안테나의 자정수

## 2-1 입력 임피던스

특성이 같은 매질이며 선형특성을 갖는 매질 중에 혹은 그와 같은 매질의 모임으로 구성된 공간에 하나의 송신 안테나가 있는 경우, 안테나의 급전전압은 변화하면 그것에 의하여 유도되고 있는 전계, 자계는 모두 그 전압에 비례하여서 변화한다. 그런데 안테나의 급전전류는 급전점 부근의 자계강도와 비례한다. 따라서 송신 안테나의 급전점에서 본 전압과 전류는 서로 비례한다. 식 (3)의 관계식을 얻기 위하여 급전전압 및 급전전류의 실효치를 위상까지 포함시켜서 각각 $V$, $I$라고 하면

$$V = ZI = (R + jx)I \tag{3}$$

단, 비례상수 $Z[\Omega]$은 안테나 및 그 부근의 공간의 구조에 의하여 정해지는 복소정수이며 이것을 안테나의 입력 임피던스 혹은 급전점 임피던스라고 부른다. 이 값은 또한 이것을 수신 안테나로 사용한 경우에 출력단에서 본 내부 임피던스의 값과 같다. $Z$의 실효부, 즉 입력저항은 안테나의 내부와 공간에서 열손실이 되어 버리는 에너지와 실제로 무한공간에 복사되는 에너지와의 총화에 대응하고 $Z$의 허수부, 즉 입력리액턴스 $X$는 안테나를 포함한 전공간의 각 부분에 저장되는 자기에너지와 전기에너지의 차의 총화에 대응하는 것이라는 것이 증명되고 있다.

특히 안테나 및 그 부근의 공간에 손실이 없는 경우에는 안테나의 공급된 전력 $R|I|^2$은 전부 무한원에 복사될 것이므로 복사저항 $R_r$의 정의에 의하여 $R|I|^2 = R_r|I|^2$이 되며 식 (4)를 얻는다.

$$R = R_r \text{(안테나가 무손실인 경우)} \tag{4}$$

즉, 안테나가 손실이 없으면 그 입력저항 $R$는 급전전류에 대해서 정의된 복사저항

$R_r$에 같다. 그러나 복사저항 $R_r$는 가상적인 양인데 대하여 입력 임피던스 $Z$는 실제로 직접 측정할 수 있는 회로정수이므로 일반적으로는 $R_r$와 $R$이 반드시 같지는 않다.

이상의 설명은 선형안테나와 같이 그 입력단에서 전압, 전류가 명확히 정의되는 안테나의 경우에 유효하며 전력을 안테나의 공급하는 전송선로와 안테나간의 정합을 시키기 위하여 전송선의 특성 임피던스와 입력 임피던스를 같게 하는 경우에 중요하다.

일반적으로 안테나의 입력 임피던스를 구하려면 급전전압에 대한 급전전류를 구하고 그 비를 취하면 되지만 이론적으로 이것을 계산하는 것은 매우 어렵다. 다음에 기전력법이 있는데 이것은 우선 도선상의 전류분포를 가정하고 이와 같은 전류분포를 일으키는데 필요한 실효전력과 무효전력, 즉 복소전력을 계산하여서 입력전류의 2승과의 비를 취함으로써 입력 임피던스를 구하는 방법이다. 이에 의한 계산결과는 처음에 가정한 전류분포의 모양에 따라서 각각 다른 값이 되지만 만약 가정한 전류분포가 사실에 틀림없으면 결과도 또한 틀림이 없다.

보통 전류분포로서는 정현파형의 분포를 가정한다. 따라서 그와 같이 해서 계산된 결과는 충분히 가는 안테나에 대해서는 실용상 정확하다고 생각하지만 안테나가 굵을수록 오차가 커진다. 여기서는 임피던스의 대체적인 경향을 알기 위하여 앞 절과 같은 모양으로 정현파형의 전류분포를 가정하고 전기력법에 의한 완전 반파장 안테나의 임피던스의 계산결과를 표시하면 식 (5)와 같다.

$$Z \fallingdotseq 73.13 + j42.55\,[\Omega] \tag{5}$$

이다.

이상에서 알 수 있는 바와 같이 전장이 약 반파장 정도인 경우의 입력저항 $R$는 거의 길이의 2승에 비례하고 入力리액턴스 $X$는 길이의 변화에 대하여 거의 직선적으로 변화한다. 그 변화률은 $X$쪽이 크고 안테나선이 가늘수록 크다. 한편 안테나를 실용하는 데 있어서는 임피던스가 순저항에 가까운 쪽이 편리하므로 안테나의 전장을 반파장에서 좀 단축해야 됨을 알 수 있다. 이와 같이 입력 임피던스를 순저항으로 만들기 위하여 단축시켜야 할 길이의 그 자유공간에서의 반파장에 대한 비를 단축률이라고 하는

데 가는 안테나의 경우는 단축률이 작고, 굵은 안테나의 경우는 단축률이 큼을 알 수 있다. 초단파 안테나와 같이 안테나선이 굵은 경우나 애자의 영향이 있는 경우에는 반파장에서 꽤 많이 단축되므로 저항분의 변화도 생각해야 한다.

# Ⅲ. 안테나 소자

## 3-1 접지 안테나

대지상에 수직인 도선을 세우고 이 도선의 하단에 고주파 전력을 공급하는 안테나를 접지 안테나 또는 수직 접지 안테나라고도 한다.

미소 다이폴 안테나인 경우는 도선에서의 전류분포는 같다고 볼 수 있지만, 접지 안테나나 더블렛 안테나 등은 도선에서의 전류분포가 다르기 때문에 도선상에서의 전류분포와 전압분포를 파악하는 것이 이들 안테나의 특성을 해석하는데 도움이 된다.

### 1) 접지 공중선의 전압, 전류 분포식

수직 접지 안테나에서 도선의 길이 $l$이 $\gamma/4$라고 할 때, 안테나는 수전단이 개방된 도선이라 간주할 수 있으므로 급전점에서 본 임피던스는 직렬공진이 되어 임피던스는 최소가 된다. 그러므로 급전점에서의 전류는 최대, 전압은 최소가 되며, 급전점에서 $\gamma/4$떨어진 선단에서의 전류는 최소, 전압은 최대가 되므로 이를 식으로 표시하면 다음과 같다.

도선상의 전류 $I$는 식 (6)과 같다.

$$I = I_0 \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \, [A] \tag{6}$$

도선상의 전압 $V$는 식 (7)과 같이 표현된다.

$$V = V_o \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \, [V] \tag{7}$$

$I_0$는 급전점에서의 전류이며, $V_0$는 선단에서의 전압이다.

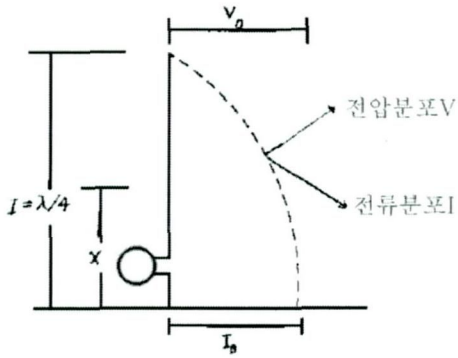



그림 1. 접지 안테나의 전압 전류분포

Fig. 1. Voltage and current distribution of ground plane antenna

**2) 접지 안테나의 실효고**

접지 안테나의 각 부분에서의 전류크기가 다르므로 방사전계 및 전력 등을 구하기가 곤란하다. 이러한 접지 안테나를 전류분포가 동일한 안테나로 대치하였을 때의 높이를 실효고($h_e$)라 한다. 즉, 그림 2에서 실제 전류분포와 면적 $ABDE$가 동일하도록 하였을 때 $AE$의 길이가 접지 안테나의 실효고가 된다.

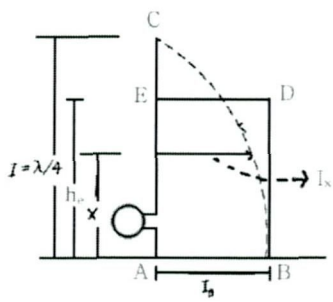



그림 2. 접지 안테나의 실효고

Fig. 2. antenna effective height of ground plane antenna

그림 2에서 대지에서 $x[m]$ 점의 전류를 $I_x$라 하면 식 (8)에 의해서

$$I_0 AE = I_0\, h_e = \int_0^l I_x dx \tag{8}$$

실효고 $h_e$는 식 (9)와 같이 표현된다.

$$h_e = \frac{1}{I_0}\int_0^l I_x dx \tag{9}$$

상식에서 길이가 $\gamma/4$인 접지 공중선의 실효고를 구하면 식 (10)과 같이 표현된다.

$$h_e = \frac{1}{I_0}\int_0^{\gamma/4} I_0 coa\frac{2\pi}{\lambda}x\,dx = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{2l}{\pi} \tag{10}$$

또한, 그림 2에서 실효고와 급전점 전류와의 곱($h_e \times I_0$)을 미터-암페어(Meter-Ampere)라 하며, 이는 장·중파용 공중선의 방사효과를 나타내며 이 값이 클수록 공중선의 방사전력은 커진다.

### 3) 접지 안테나의 복사전계

접지 공중선의 방사전계는 미소 다이폴 안테나의 전계식에서 길이 $l$대신 실효고 $h$를 적용하면 식 (11)과 같이 표현된다. 단, 반사파를 고려하여 $l = 2h$를 대입한다.

$$E = \frac{60\pi I_0 l}{\lambda\gamma} sin\theta = \frac{60\pi I_0 (2h_e)}{\lambda\gamma} sin\theta = \frac{120\pi I_0 h_e}{\lambda\gamma} sin\theta\,[V/m] \tag{11}$$

$l = \lambda/4$인 접지 공중선의 방사전계는, 상식에서 $l = \lambda/4$인 경우 실효고

$h_e = \lambda/2\pi$와 최대 방사방향인 경우를 고려하면 식 (12)가 되며

$$E = \frac{60 I_0}{r} [V/m] \tag{12}$$

또한, $l = \lambda/4$인 접지 공중선의 방사전력과 저항과의 관계를 식 (13)으로 표현하고

$$E = \frac{60 I_0}{\gamma} = \frac{9.8\sqrt{P}}{\gamma} \tag{13}$$

안테나의 효율을 고려하면 식 (14)를 얻을 수 있다.

$$E = \frac{9.8\sqrt{\eta P_i}}{\gamma} \tag{14}$$

식 (14)에서 $P_i$는 공급전력을 그리고, $\eta$는 안테나의 식 (15)의 안테나 효율을 의미한다.

$$\text{안테나의 효율 } \eta = \frac{P_r}{P_i} \tag{15}$$

**4) 접지 안테나의 복사전력 및 복사저항**

방사전력 $P_r$은 영상 안테나에서 실제로 전파가 방사되는 것이 아니기 때문에 지상의 반구면 내에서 복사된 것만 유효하므로 방사전력은 식 (16)과 같다.

$$P_r = \frac{1}{2} 80\pi^2 I_0^2 \left(\frac{2h_2}{\lambda}\right)^2 = 160\pi^2 \left(\frac{I_0 h_e}{\lambda}\right)^2 \tag{16}$$

방사 저항은 $R_r$은 식 (17)과 같다.

$$R_r = \frac{P_r}{I_0^2} = 160\pi^2 (\frac{h_e}{\lambda})^2 [\Omega] \tag{17}$$

$l = \lambda/4$인 접지 안테나의 방사저항은 상식에 $l = \lambda/4$인 접지 안테나의 실효고 $\lambda/2\pi$를 대입하면 $40[\Omega]$이 되지만, 상식은 실효고가 파장에 비하여 충분히 짧고 수평부가 없는 안테나에서만 사용된다, 따라서 모든 접지 안테나의 방사저항은 상식에 적용하지는 못하며, 보통 $l = \lambda/4$인 접지 안테나의 방사저항은 $36.56[\Omega]$으로 본다.

## 3-2 수직 접지 안테나

이것은 안테나의 기본형으로서 지상에 수직으로 세운 것이 이 안테나이다. 이것은 정부에 수평부를 설치하면 역 L형 안테나 또는 T형 안테나가 되고 또 정부의 소자를 원주로 바꾸면 정관부원관철주 안테나가 된다. 기타 우산형 안테나이나 cage형 안테나 등이 있는데 원리적으로는 전부 수직 접지 안테나의 부류에 속한다. 전파의 이용은 파장이 긴 것으로 부터 짧은 것으로 순서적으로 개발되어 왔는데, 장·중파는 지표파전파를 이용하기 때문에 이 때에는 수평편파를 사용하지 못하고 수직편파를 이용하므로 안테나도 수직 안테나로 된다.

1[MHz]의 파장은 300[m]이므로, 안테나를 지면에서 수파장 떨어진 곳에 설치할 수는 없는 것이며, 여기서 수평편파를 송출한다 해도 자계가 지면에서 단락되어 버린다. 수직 접지 안테나의 이득은 보통 지상이득으로 표시되고, 길이가 아무리 짧은 안테나라도 이론적으로는 지상이득이 1이므로 자유공간의 등방성(무지향성) 안테나의 3배의 이득이 된다. 이 횡축은 전기각으로 나타내어 있는데, 안테나의 길이를 $l$, 사용파장을 $\lambda$라면 전기각 $\theta$는 식 (18)과 같이 표현된다.

$$\theta = 2\pi l/\lambda\,[rad] = 360 l/\lambda\,[degree] \tag{18}$$

로 표시된다.

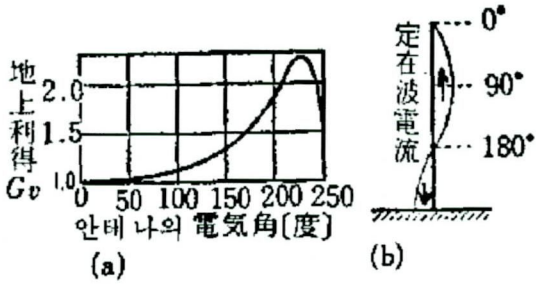



그림 3. 안테나의 길이와 이득과의 관계

Fig. 3. Relation of antenna-length and antenna-gain

그림 3에서 (a)를 보면 안테나를 길게 하면 이득은 올라가지만 약 225° 즉 $l \fallingdotseq 0.625\lambda$ 일 때 이득이 최대로 되고 이 때의 지상 이득은 약 2.2로 된다. 그리고 2 이상 길면 이득은 오히려 적어진다. 그 이유는 그림 3의 (b)를 보면 알 수 있다.

안테나의 길이가 반파장 이상이 되면 정재파전류의 반대 위상이 나타나서 이것이 side lobe를 만든다. 처음에는 side lobe가 main lobe를 압축하여 그 지향성을 예민하게 하는 작용을 하지만 side lobe가 성장하여 가면 그 방향으로 불필요한 방사전력을 소비하므로 오히려 이득을 저하시킨다. 즉 수직 접지 안테나의 길이를 $0.625\lambda$이상으로 하면 오히려 해로운 결과가 된다.

다음에 수직 접지 안테나의 전제 강도 $E$는 식 (19)과 같이 표현된다.

$$E = \sqrt{90GP}/d \tag{19}$$

식 (19)을 실용치로 바꾸어 쓰면 전계강도 $E[mV/m]$, 송신전력 $P[Kw]$, 거리 $d[Kw]$ 라면 식 (20)와 같이 쓸 수 있다.

$$E = 300\sqrt{GP}/d \tag{20}$$

## 3-3 브라운 안테나

무선통신 개발로 1909년 G. 마르코니와 함께 노벨 물리학상을 받았으며 1872년 베를린대학교에서 박사학위를 받고 뷔르츠부르크·라이프치히·마르부르크·카를스루에튀빙겐대학교를 거쳐 1895년 슈트라스부르크대학교의 물리학교수 및 물리연구소 소장이었던 브라운이 제안한 안테나로서 수직 안테나에서 접지가 어려운 상황에서 접지대신 방사상으로 접지대용 전선을 여러가닥 설치하여 사용하는 그라운드프레인 안테나를 실제 VHF대에서 지상에 설치하면 안테나역할이 어려운 여건에 지상에서 수직으로 높여 지선도체를 설치 사용하는 안테나로서 $\frac{\lambda}{4}$접지 안테나의 변형으로써 그림4와 같이 동축 cable의 심선도체를 $\frac{\lambda}{4}$만큼 외관보다 길게 인출시키고 외관(지선도체)의 종단으로부터 지선도체를 대지와 평행하게 $\frac{\lambda}{4}$ 인출시킨 것이다. 그러므로 지선에 흐르는 전류는 상호 방향이 반대가 되기 때문에 전파의 방사는 없고 더욱이 공진하고 있을 때는 Impedance는 매우 낮아서 실제로 그 점을 실제로 그 점을 접지시킨 것과 동일한 효과를 준다. 지향특성은 $\frac{\lambda}{4}$접지 안테나와 거의 같은데 수평면내 지향성은 무지향성이고 수직면내 지향성은 무지향성의 반원이다. 지선이 4본일 때 방사 Impedance $Z_r = 20.4 + j4.1\Omega$, 지선 Impedance는 $Z_E = 8.0 - j2.8\Omega$이 된다. 또 이득은 반파 Dipole 안테나보다 좀 낮은데 수평도체(지선)가 4본일 때 대략 -1.6dB이다.

초단파대에서는 송신 안테나를 높게 하면 통신거리가 커지는데 건물옥상이나. 철탑 등에 설치하여 이동국의 상대국으로 많이 사용된다.

1) 브라운 안테나의 구조 : 동축케이블의 내부도체를 $\lambda/4$만큼 수직으로 연장하고 외부도체의 끝에 방사상으로 $\lambda/4$의 지선이라고 부르는 도선을 보통 4개 대칭으로 배치한다. 그림 4는 브라운 안테나의 구조를 나타낸다.

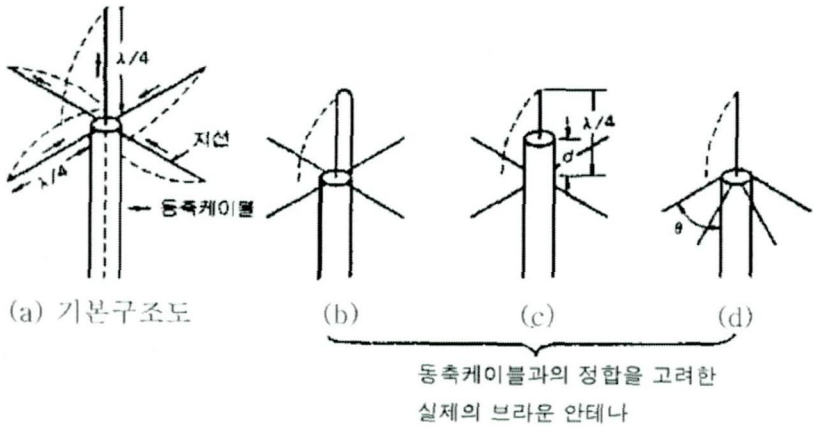



그림 4. 브라운 안테나의 구조

Fig. 4. Structure of brown antenna

2) 동작 원리 : 직교한 4개의 $\lambda/4$도선은 접지작용(일종의 카운터 포이즈)을 하고 그 위에 $\lambda/4$접지 공중선을 놓은 것과 같다. 지선에는 $I/4$의 전류가 흐르고 안테나에는 $I$의 전류가 흘러서 평형이 잡혀 동축케이블 외피에의 누설이 없어진다.

3) 지선의 역할 : 지선은 공중선 전류가 급전선의 외부도체 표면으로 누설하는 것을 방지하며 불필요한 방사를 제한하는 역할을 한다.

4) 지향 특성 : 지향성은 $\lambda/4$ 수직 접지 안테나와 거의 같다.

① 수평면내 지향성 : 무지향성

② 수직면내 지향성 : 반월형

5) 급전점 임피던스 : 급전점 임피던스가 낮다.

① 지선이 4개인 경우 : 21.2[$\Omega$]

② 지선이 2개인 경우 : 22.3[$\Omega$]

6) 용도 : VHF 기지국용

7) 브라운 안테나의 문제점과 대책 : 실용상 급전점 임피던스가 낮아 동축케이블과 정합이 되지 않으므로 다음과 같은 대책을 강구하여야 한다.

① 폴디드 브라운 안테나로한다. : 입력저항은 4배인 80[$\Omega$] 정도로 된다.<그림 4>의 (b) 참조

② 급전점의 위치를 높인다.<그림 4>의 (c) 참조

$$d = \frac{\lambda}{2\pi}\cos^{-1}\sqrt{\frac{\text{브라운안테나의급전점저항}(R_f)}{\text{동축케이블의특성임피던스}(Z_0)}}$$

③ 지선의 경사각 $\theta$를 변화시킨다. : <그림 4>의 (d) 참조

$\theta = 90°$ $R_f \fallingdotseq 21[\Omega]$

$\theta = 30\text{-}38°$ $R_f = 50[\Omega]$

$\theta = 0°$ $R_f \fallingdotseq 65\text{-}70[\Omega]$

# Ⅳ. 안테나 배열

## 4-1 어레이 종류

### 1) broadside array

동진폭, 동위상의 전류를 각각의 안테나 소자에 인가했을 때 배열축으로부터 $\theta$방향인 한 점의 합성전계강도를 구해본다. 안테나 B로부터의 전파는 A로부터의 전파보다 거리 $\gamma$에 해당된 만큼 위상이 지연되어 도달되게 된다.

$\gamma = dcos\theta$, $\phi = \frac{2\pi}{\lambda}$의 관계에서 $\phi = \frac{2\pi}{\lambda} dcos\theta$ $d = \frac{\lambda}{2}$이면 $\phi$는 식 (21)과 같이 표현된다.

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} \cos\theta = \pi cos\theta \tag{21}$$

▶ $\theta = 90°$이면 $\phi = 0\,(rad)$이 되어 전계가 합성되므로 배열축에 직각 방향으로 최대복사가 일어난다.

▶ $\theta = 0°, 180°$이면 $\phi = \pi\,(rad)$이 되어 전계가 역위상으로 상쇄되므로 합성전계는 0이 된다.

즉, 배열축에 직각방향으로 최대복사가 일어나며 이러한 array를 broad-side array라 하며 단향성을 만들기 위해 반사판을 사용한다. 그림 5는 array 안테나의 복사 특성을 나타내고 있다.

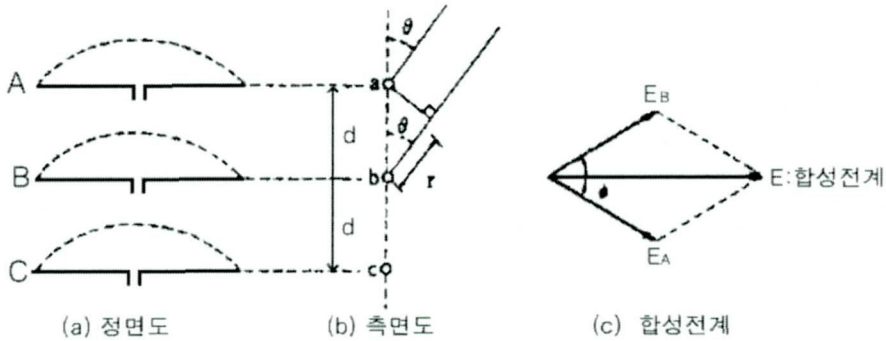



그림 5. array 안테나

Fig. 5. array antenna

**2) end-fire array**

동진폭, 180° 위상차를 갖는 전류를 각각의 안테나 소자에 인가하면 배열축과 나란한 방향($\theta=0°,180°$)에서 최대복사가 일어나는데 이러한 array를 end-fire array라 하고 크게 ordinary end-fire array와 한센-우드야드형 end-fire array로 분류한다. 그림 6은 end-fire array의 지향 특성이다.

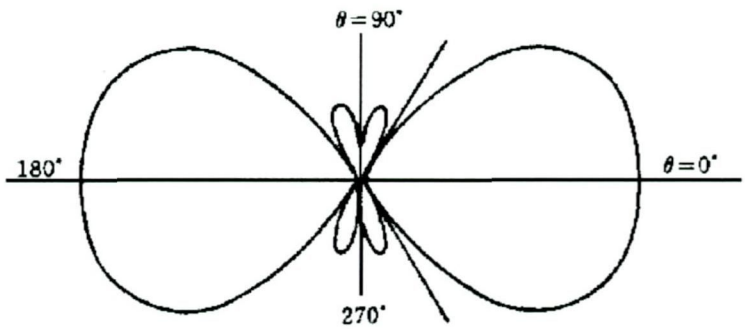


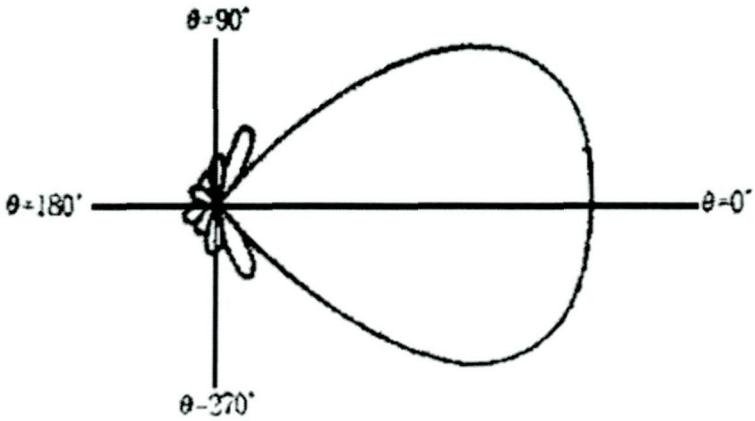

그림 6. end fire array 지향특성

Fig. 6. Directivity of end fire array

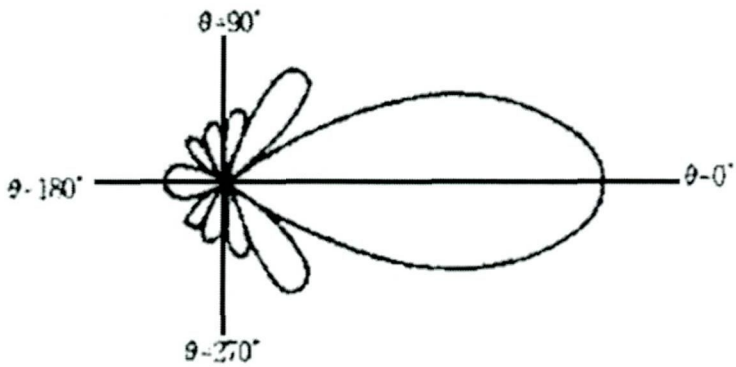
가) ordinary end-fire array : 안테나소자 배열간격을 $d=\frac{\lambda}{4}$로 하고 급전 위상차를

$-\frac{\pi}{2}$로 하면 후방염이 감소하고 $\theta=0°$방향으로 주엽이 나타난다.

나) 한센-우드야드형 end-fire array : 안테나소자 배열간격을 $d=\frac{\lambda}{4}$로 하고 급전위상차를 $\frac{3\pi}{5}$로 하면 $\theta=0°$에서 최대 지향성을 갖는 array가 된다.




(a) ordinary and-fire array




(b) 한센-우드야드형 ordinary and-fire array

그림 7. ordinary, 한센-우드야드형 end fire array의 지향 특성

Fig. 7. Directivity of ordinary and-fire array and Hansen-Woodyard and-fire array

3) phased-array

동진폭, 적절한 위상차를 갖는 전류를 각각의 안테나소자에 인가하여 여러가지 지향 특성을 얻는 array를 phased-array라 하며 이 원리를 이용한 수신 안테나 방식을 MUSA(Multiple Unit Steerable Antenna) 방식이라 한다.

## 4-2 2소자 어레이

어느 특정한 방향에 대해 지향 특성을 크게 하기 위해 동일한 안테나를 두개 이상 배열한다. 이를 안테나 Array라 한다.

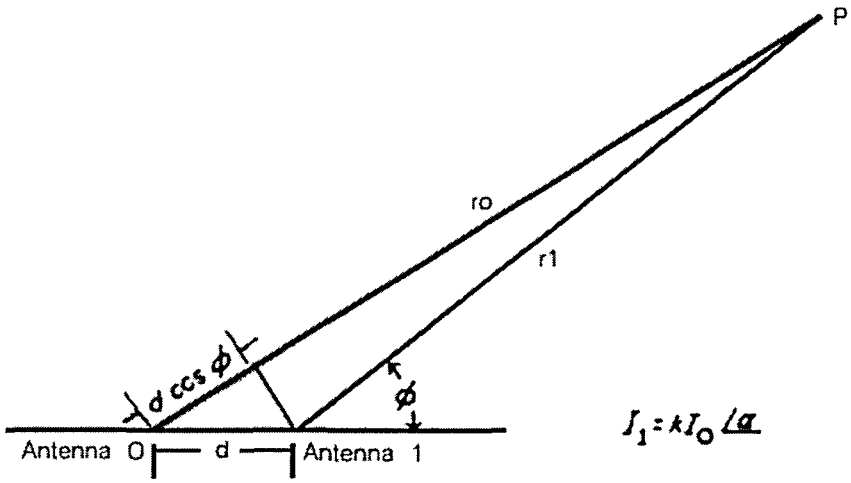



그림 8. 2소자 어레이 위상계수

Fig. 8. Phase factor of two-element array

그림 8과 같은 2소자 Array에 대해 생각해 보자. P점이 안테나 Array에서 상당히 먼 거리에 있을 때 $r_1$과 $r_2$는 거의 평형이라 볼 수 있다.

방사계의 위상 계수에 대해서는 $r_1 = r_0 - d\cos\phi$ 방사계의 크기에 대해서는 $\frac{1}{r_1} \fallingdotseq \frac{1}{r_0}$

이 된다. 두 안테나에 의한 전계의 위상차는 $\phi = \beta d cos\phi + \alpha$이다. 여기서 $\beta d = \frac{2\pi}{\lambda} d$로 통로차가 되고 $\alpha$는 안테나 #1의 급전전류 $I_1$이 안테나 #0의 급전전류 $I_0$보다 앞서는 각이다.

안테나 #1과 안테나 #0에 의한 방사전계의 합은 식 (22)과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} E_r = E_0 + E_1 &= \frac{CI_0 e^{-j\beta\gamma_0}}{\gamma_0} + \frac{CI_1 e^{-j\beta\gamma_1}}{\gamma_1} \\ &= \frac{CI_0 e^{-j\beta\gamma_0}}{\gamma_0} + \frac{CkI_0 e^{-j(-\alpha+\beta\gamma_1)}}{\gamma_0} \\ &= \frac{CI_0 e^{-j\beta\gamma_0}}{\gamma_0}\{1 + ke^{j(\beta d cos\phi + \alpha)}\} \\ &= E_0(1 + ke^{j\psi}) \end{aligned} \tag{22}$$

여기서 $E_0 = C\frac{I_0 e^{-j\beta\gamma_0}}{\gamma_0}$는 안테나 #0면에 의한 방사전계이고, $k = \frac{I_1}{I_0}$. $\psi = \beta d cos\phi + \alpha$이다. 합성전계 $E_r$는 식 (23)와 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} |E_r| &= |E_0(1 + ke^{j\psi})| \\ &= |E_0(1 + kcos\psi + jksin\psi)| \\ &= E_0\sqrt{(1 + kcos\psi)^2 + k^2 sin^2\psi} \end{aligned} \tag{23}$$

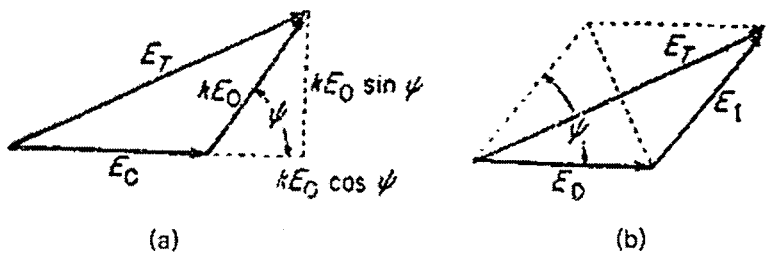



그림 9. 안테나의 급전전류크기

Fig. 9. Feeding current of antenna

그림 9의 (a)와 같고 특히 두 안테나의 급전전류의 크기가 같은 경우 $|E_0| = |E_1|$ 이고 식 (24)으로 표현되면

$$E_r = 2E_0 cos\frac{\psi}{2} = 2E_0 cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} cos\phi + \frac{\alpha}{2}\right) \tag{24}$$

그림 9의 (b)와 같다.

보통 사용되는 안테나 간격 $d$와 가 안테나 급전전류간의 위상차 $\alpha$에 대한 3소자 Array에 대한 방사패턴을 이용해서 그리면 그림 10과 같다.

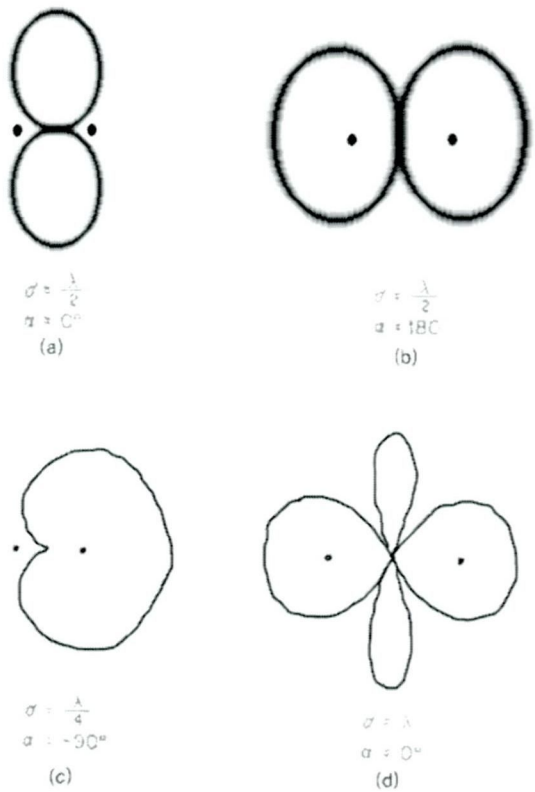



그림 10. 안테나의 지향특성 및 무지향성

Fig. 10. Directivity and omni-directivity of antenna

그림 10에서 한 안테나의 지향특성은 무지향성(원)이다.

## 4-3 지향성 적의 원리

균일선형 Array의 방사패턴을 구하는 방법으로 앞에서와 같이 계산에 의한 작도법 이외에 패턴(Pattern)의 곱하기 법이 있다. 이 방법은 "지향성 적의 원리"이라 하며 Array의 방사패턴을 신속하게 그릴 수 있는 이점이 있어 Array 설계에 유용한 방법이다.

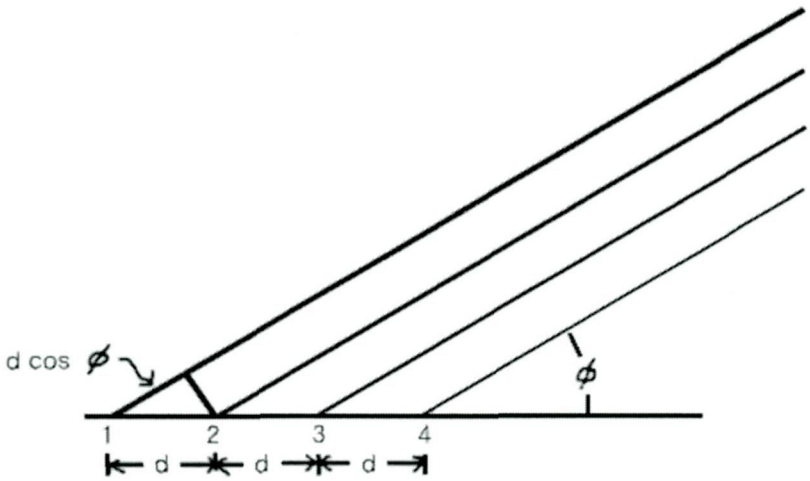



그림 11. 4개의 무지향성 어레이 소자

Fig. 11. Four omni-directivity array element

그림 11과 같이 간격으로 떨어져 있는 4개의 무지향성 Array소자가 있고 각 안테나에 전류의 위상은 동위상이라 할 때 지향성 적을 생각해 보면 그림 12와 같다.

그림 12에서

① array는 $d = \frac{\lambda}{2}$, $\alpha = 0$로 4개의 무지향성 안테나로 되어 있다.

② 이것은 ⊕↔⊕로 볼 수 있다. 단 여기서 ⊕는 ·↔·를 대신하며 지향성은 그림 12의 (a)와 같다.

③ 한편 두 개의 무지향성 안테나가 $d = \lambda$, $\alpha = 0$로 되어 있을 때 지향성은 그림 12의 (b)와 같다.

여기서⊕는 ←λ/2→를 나타내고 두 개의 무지향성 안테나가 λ거리에 있고 동위상 급전될 때의 지향성은 (a)와 (b)의 積은 다음과 같다.

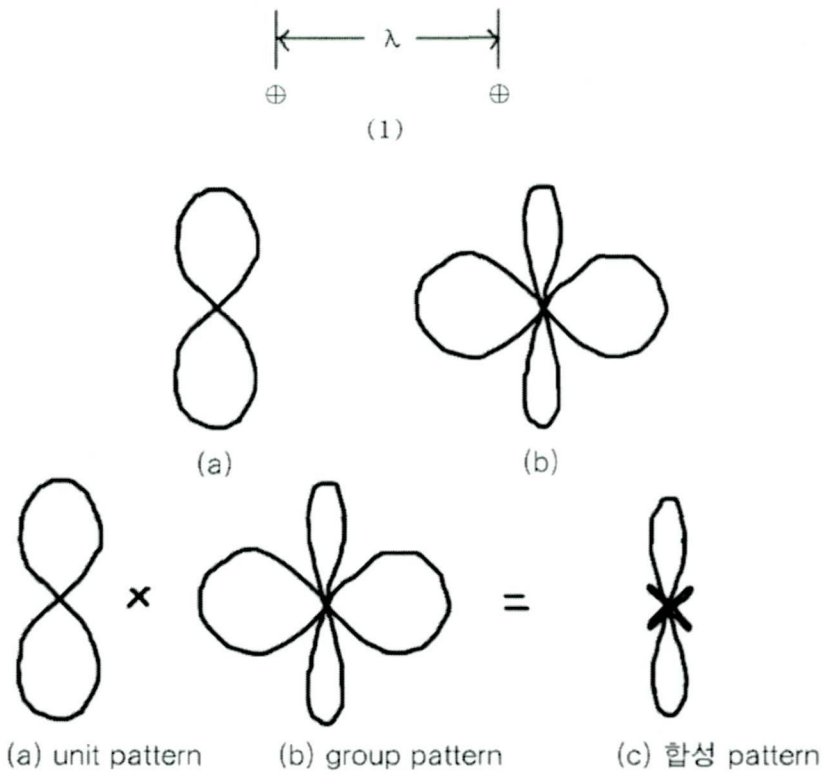



그림 12. 안테나의 지향성 적의 패턴

Fig. 12. Directional integrating pattern of antenna

④ 결과적인 지향특성은 (a)×(b)=(c)와 같다.

$d = \frac{\lambda}{2}$, $\alpha = 0$ 인 8소자 Array에 대한 종합 지향특성에 대한 지향성적은 그림 13과 같다.

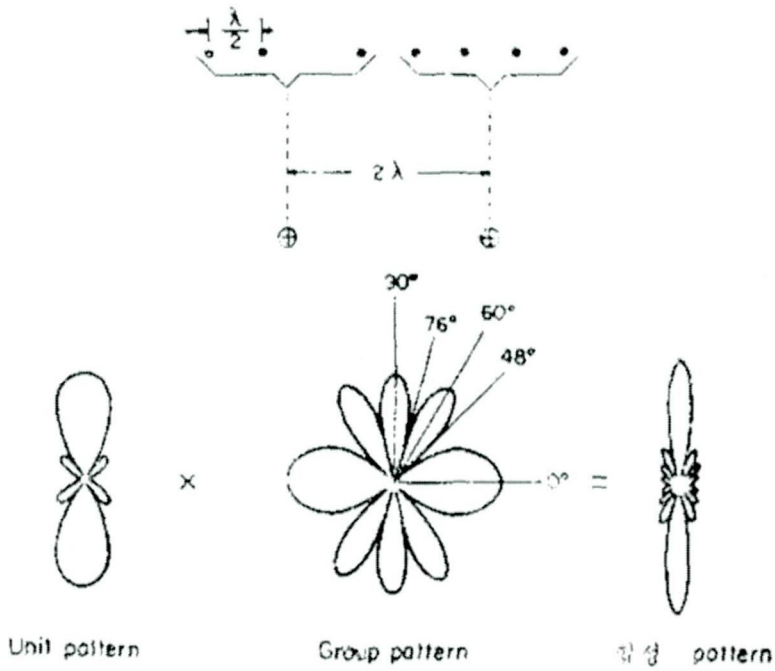



그림 13. 8소자 어레이의 합성 패턴

Fig. 13. Synthesis pattern of eight-element array

## 4-4 안테나 어레이

하나의 소자로 구성된 안테나는 일반적으로 복사범위가 넓고 이득이 적기 때문에 원거리 통신이나 전파를 효율적으로 이용하기에는 부적당한 경우가 많다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 여러 개의 안테나 소자를 일정한 간격으로 배치하여 한 개의 안테나로 만드는 것을 배열이라고 한다.

배열하는 안테나의 지향특성 및 소자종류 등에 따라 무지향성 안테나의 배열, 지향성 안테나의 배열 등 여러 형태로 배열할 수 있지만 제작의 용이함과 실용성 때문에

동일한 소자로 구성되는 경우가 많다.

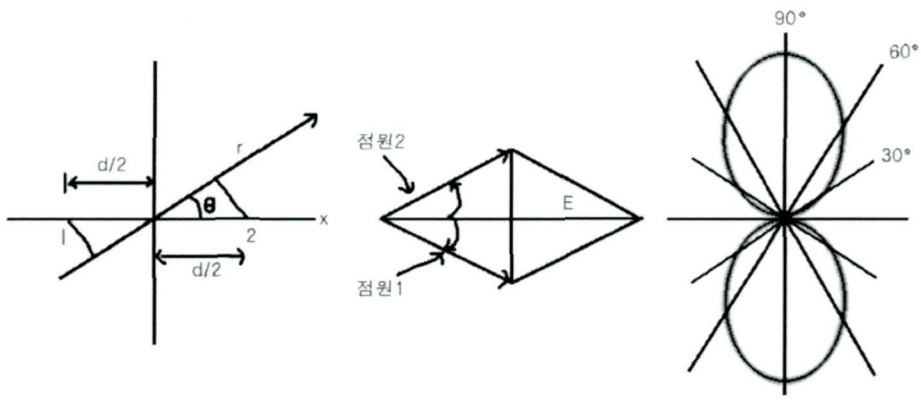
이러한 안테나는 각각의 안테나 소자에서 방사되는 전파가 방향에 따라 합성되거나 상쇄되기 때문에 예리한 지향특성을 갖는다. 또한 배열 안테나를 해석할 때는 진폭과 위상을 고려해야 되기 때문에 전력이 아닌 전계로 방사패턴을 나타낸다.

### 1) 무지향성 안테나의 배열

두개의 무지향성 안테나를 배열하는 경우, 안테나에 공급되는 에너지의 크기와 위상에 따라 여러 가지 방법으로 분류되지만 여기서는 동일크기와 동일위상인 등방점 점원인 경우에 대하여만 해석한다.

두개의 무지향성 안테나에 크기와 위상이 같은 에너지가 공급되고 안테나 사실의 간격은 $d$이며, $x$축상에 배열되어 있다고 가정한다.

그림 14와 같이 $\phi$방향으로 r만큼 떨어진 점에서의 전계는, 각 안테나에서 방사되는 전계의 합으로 주어지며, 점원 1,2에서는 동일크기와 위상이 공급되지만 위상차가 발생하므로 이를 고려하여 전계를 구하면 식 (25)다음과 같다.




(a) 2개의 점원에서의 좌표계 (b) 전계의 벡터합성 (c) 전계패턴

그림 14. 무지향 안테나의 배열

Fig. 14. Omni-directional antenna Arrangement

$$E = E_0 e^{-j\frac{\phi}{2}} + E_0 e^{+j\frac{\phi}{2}} = 2E_0 \frac{e^{+j\frac{\phi}{2}} + e^{-j\frac{\phi}{2}}}{2}$$
$$= 2E_0 cos\frac{\phi}{2} = 2E_0 cos\left(\frac{dr}{2} cos\theta\right) \tag{25}$$

상식에서 $\Phi = drcos\theta$, $dr = 2\pi d/\lambda$이며, 첫 번째 전계항은 점원 1, 두 번째 전계항은 점원 2에 의한 것이다. 전계식을 정규화시키고 $d$가 반파장이라면 $\phi$방향에 대한 전계 패턴은 $y$축에 따라 최대값을 갖는 8자 형태 지향특성을 갖는다.

**2) 지향성 안테나의 배열과 지향적의 원리**

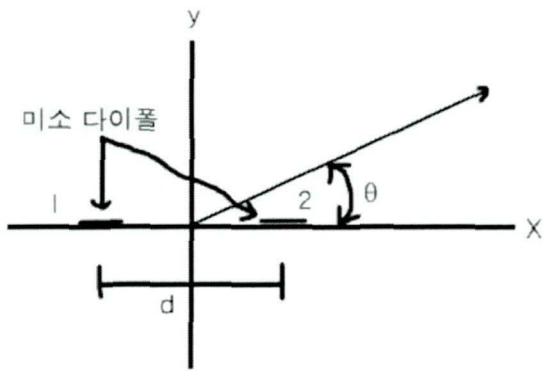



그림 15. 지향성 안테나의 배열

Fig. 15. Directional antenna Arrangement

그림 15와 같이 지향성을 갖는 두 개의 미소 다이폴이 배열된 경우, 한 개의 미소 다이폴에 의한 전계 $E$는 식 (26)와 같다.

$$E = E_0' sin\theta \tag{26}$$

크기 및 위상변화가 동일한 두 개 안테나에 의한 전계는 정규화시키면 식 (27)과 같다.

$$E = sin\theta cos\frac{\phi}{2} \tag{27}$$

여기서 $\phi = drcos\theta + \delta$이며, 두 개의 등방성 점원들의 배열성분의 패턴에 각각의 점원의 패턴을 곱함으로서 얻어지는 결과와 같다. 즉 지향성 적의 원리는 "지향성 안테나 배열의 방사패턴은 등방성 점원의 배열성분과 각 점원의 방사패턴을 곱한 것과 같다"라 말할 수 있다. 식 (28)은 두 개의 미소 다이폴에 의한 합성전계를 나타내며,

$$E = sin\theta cos(\frac{\pi}{2}cos\theta) \tag{28}$$

방사패턴은 그림 16과 같다.

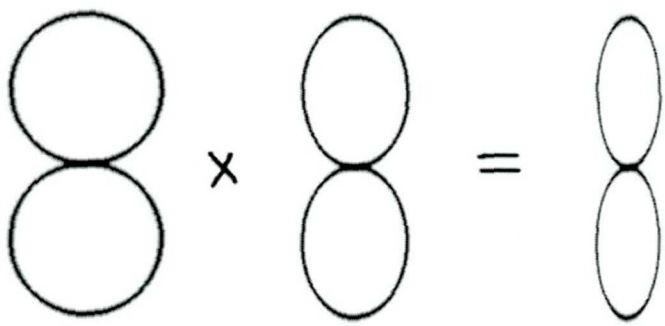


그림 16. 패턴 적의 원리

Fig. 16. Principle of pattern multiplication

그림 17과 같이 2개의 미소 수직 다이폴을 배열한 경우 합성전계는 식 (29)과 같다.

$$E = cos\theta cos\left(\frac{\pi}{2}cos\theta\right) \tag{29}$$

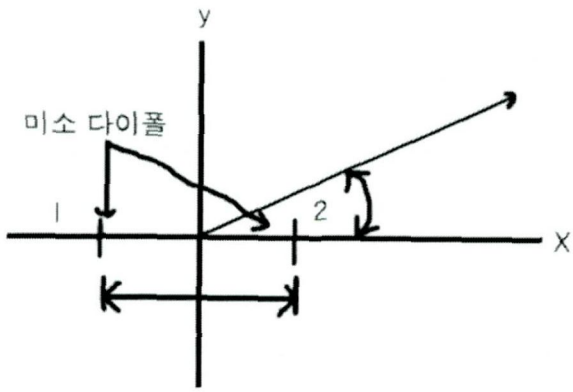



그림 17. 두 개의 지향성 안테나의 배열

Fig. 17. Arrangement of two directional antenna

결과적으로 그림 18은 합성전계의 방사패턴을 나타낸다.

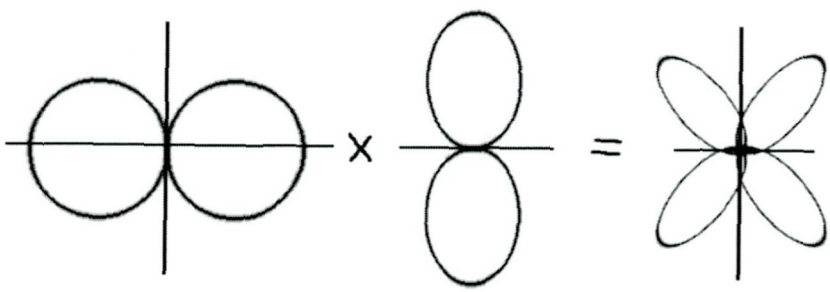



그림 18. 패턴 적의 원리

Fig. 18. Principle of pattern multiplication

# V. 피더와 안테나의 매칭

평행2선식 오픈와이어(사다리 피더)와 같이 손실이 적은 피더는, 정재파가 있는 동조형 피더로서 사용해도 곡선에서 보는 것과 같이 정재파에 의한 손실의 증가는 적으며, 실용상 그 손실은 무시하고 사용할 수가 있다. 그러나, 이와 같은 동조형 피더가 사용되는 것은 피더의 길이가 파장에 비하여 짧은 경우에 한하여, 안테나와 샤크가 멀리 떨어져 있을 때는, 아무리 손실이 적은 사다리피더는 TV용 피더라 해도, 매칭이 취해진 비동조형 피더로서 사용할 필요가 있다. 물론, 동축케이블은 원래 매칭을 취한 상태에서 사용하도록 만들어져 있으므로 결국 안테나의 입력임피던스가 이러한 피더의 특성 임피던스와 합치하지 않는 경우는, 가급적 안테나의 가까이에서 피더와 안테나의 매칭을 취할 필요가 있다. 다음에 이와 같은 목적에 잘 이용되는 안테나측에서의 매칭 방법에 대하여 조사해 보기로 하자.

## 5-1 폴디드 다이폴

그림 19에 표시한 바와 같이, 길이가 $\lambda/2$이고 가늘고 긴 루우프상으로 도체를 평행으로 접은 안테나를, $\lambda/2$폴디드 다이폴(또는 반파장 접기 안테나)라 부르고 있다.

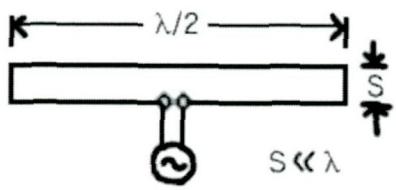



그림 19. $\lambda/2$폴디드 다이폴

Fig. 19. $\lambda/2$ folded dipole

도체간격$S$는 파장에 비하여 충분히 좁게 잡으며, 도체의 굵기가 같을 때에는 그림 20의 (A)와 같이 양쪽의 도체에 크기가 같고, 동위상의 전류가 흐른다.

또, 같은 그림 20의 (B)와 같이 굵기가 다른 경우에는, 굵은 쪽의 도체에 많은 전류가 흐르는 성질이 있다. 그리고, 전류가 배분되는 비 $I_2/I_1$은 각 도체의 굵기와 간격$S$에 의해 여러가지로 변화한다.

그런데, 이러한 양 쪽의 도체를 흐르는 전류의 합은 그림 20의 (C)에 표시와 같이 같은 입력전력으로 급전된 $\lambda/2$다이폴의 전류와 같게 되기 때문에, $\lambda/2$폴디드 다이폴의 전계강도, 지향특성은 보통의 다이폴과 같다.

그러나 입력임피던스는 $\lambda/2$다이폴과 당연히 틀리게 된다.

그것은 $P = R \cdot I^2$, 즉 $R = P/I^2$에서 아는 바와 같이, 같은 입력전력의 안테나에서는 임피던스는 급전점전류의 2승에 역비례하기 때문이다.

그림 20의 (A)와 (C)에서 폴디드 다이폴의 급전점전류는 $\lambda/2$다이폴의 1/2이므로, 도체의 굵기가 같을 때의 입력임피던스는 $73\Omega \times 2^2 = 73 \times 4 \fallingdotseq 300\Omega$이 된다.

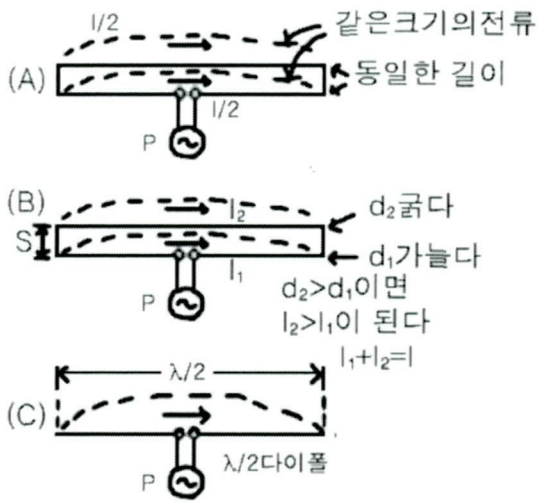



그림 20. $\lambda/2$폴디드 다이폴의 전류분포와, 동일입력 다이폴과의 비교

Fig. 20. Comparison of the current distribution of $\lambda/2$ folded dipole and the same value inputed dipole

또 급전되지 않는 쪽의 도체가 굵은 경우에는 $\lambda/2$다이폴의 4배이상의 임피던스가 되는 것이 추정된다. 이와 같이 $\lambda/2$폴디드 다이폴은 방사특성을 바꾸지 않고, $\lambda/2$다이폴과 다름 임피던스 값을 갖는 성질이 있다. 그림 21에 평행도체의 지름 $d_2, d_1$과 간격$S$를 여러 가지로 바꾼 경우의, 단선$\lambda/2$ 다이폴에 대한 임피던스변성비(스텝압비)를 표시한다. $d_2/d_1$ 비가 크고, 간격$S$가 작을수록 임피던스의 스텝압비는 크게 된다.

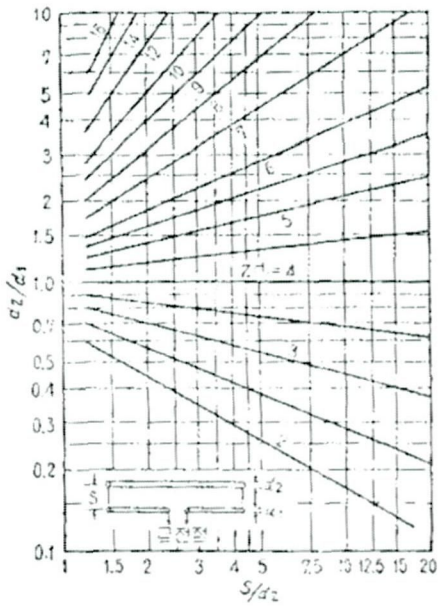



그림 21. 2선식 폴디드 다이폴의 임피던스 스텝압비

Fig. 21. Impedance transformation ratio of two-wire folded dipole

좀 더 스텝압비를 크게 잡고 싶을 때에는 그림 22와 같이 도체를 3개로 한 3선식 폴디드 다이폴이 사용된다. 이 경우도 각 도선의 굵기, 간격에 의해 스텝압비는 복잡하게 변화하지만 그림 22는 그 중에 간단한 경우를 표시한 것이며, 3개 모두 같은 지름일 때는 스텝압비는 $3^2 = 9$가 된다. 또 다시 평행도기접체의 본수를 늘릴 수도 있다. 그리고, 도체가 전부 같은 굵기의 경우의 스텝압비는 간단히 $N$(도체수)의 2승에서 계산할

수가 있다.

폴디드 다이폴은 이와 같은 임피던스 변성작용을 가지고 있는 외에 단선$\lambda/2$다이폴과 비교하여

i ) 동작주파수범위가 넓게 취해진다

ii ) 동축케이블과 같은 불평형 피더를 직접 잇어도, 그 만큼 불평형상태가 되지 않는다.

등의 좋은 특성을 가지고 있으므로, 그 자체가 $\lambda/2$안테나로서, 또 야기 안테나의 레디에이터(방사기)엘레멘트로서 자주 사용된다.

야기 안테나에서는 레디에이터의 방사저항이 약20$\Omega$, 또는 그 이하의 낮은 값이 되므로, 스텝압비4의 폴디드 다이폴을 라디에이터로 사용하면, 입력입피던스는 70-80$\Omega$으로 할 수가 있고, 스텝압비20(3선식)의 것을 사용하면, 300$\Omega$의 피터와 매칭을 취하게 된다. 이 매칭법을 폴디드 엘레멘트 매칭이라고도 하고 있다.

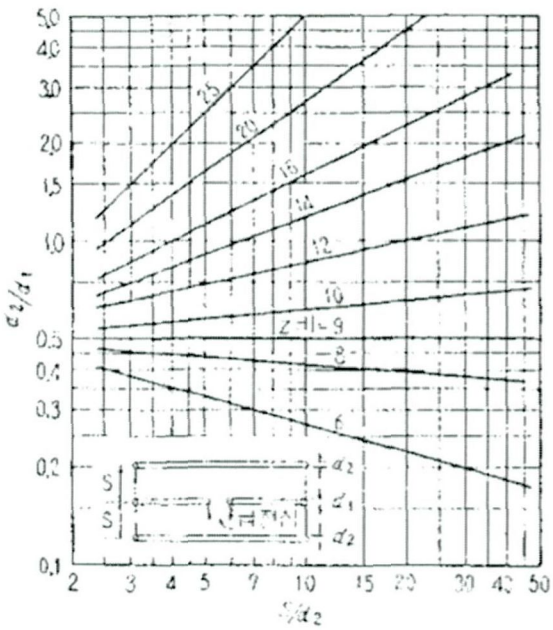



그림 22. 3선식 폴디드 다이폴의 임피던스 스텝압비

Fig. 22. Impedance transformation ratio of three-wire folded dipole

## 5-2 델타매치(Y매치)

이 델타매칭은 옛부터 있던 방법이며, 주로 반파장 다이폴을 600Ω의 평행2선식 피더로 급전하는 경우에 작용된다.

그림 23과 같이 피더의 선단과 안테나상의 중앙에서 좌우대칭에 있는 급전점을 잇는 매칭부분의 형이델타(▽) 또는 Y형이 되어 있으므로 이 이름으로 불리우고 있다. 이 부분의 제작은 용이하지만 다음에 설명하는 T매치에 비하여 매칭이 비교적 취하기 어렵고, 또 Y부분을 부착하면, 안테나는 다른 주파수로 전연 사용할 수 없게 되기 때문에 아마추어사이에서는 그다지 사용되지 않고 있다. 이 매칭의 원리는, 안테나상의 전압, 전류분포가 되고, 중앙에서 양단에 가까워질수록 임피던스가 높게 되는 점에 착안하여, 좌우급전점간의 임피던스가 공진시 경사부분을 통하여, 마치 피더의 특성임피던스와 같게 되는 점을 골라서 매칭을 취하려는 것이다. 그림 23에서 매칭섹션의 치수A, B는 미리 식 (30)에서 계산할 수가 있으니, 최종적으로 SWR을 1.5이하로 하기 위하여는 세밀하게 조정하지 않으면 안 된다.

$$A = \frac{36}{f(MHz)}\,[m],\ B = \frac{45}{f(MHz)}\,[m] \tag{30}$$

또, 피더의 특성임피던스가 600Ω이외일 때는 대체로 위의 치수에서 짐작을 하고, 나중은 실험적으로 매칭을 취하도록 할 수 밖에 없다. 요즈음은 델타매칭에 대한 데이터는 거의 눈에 띄지가 않는 것 같다.

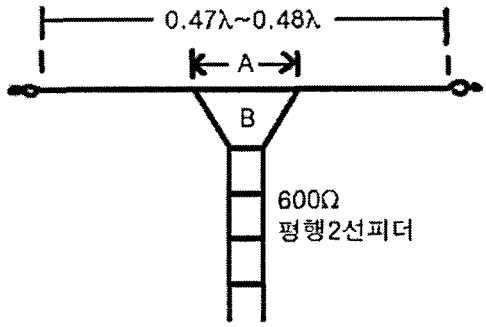



그림 23. 델타매치 반파장 다이폴

Fig. 23. Delta matching half-wave dipole

## 5-3 T매치

그림 24는 T매치의 구조를 표시한다. T매치는 폴디드 다이폴(폴디드 엘레멘트 매치)의 변형이며, 레디에이터의 도중에서 평행으로 도체(T로드)를 접어, 그 중앙에서 급전하는 것이다. T매치쪽이 기구적으로도 간단하며, 매칭도 T로드의 길이로 가감되므로, 조정을 용이하게 할 수 있는 잇점이 있다.

피더는 평형형이 되어, 200-600Ω의 TV용 또는 사다리피더가 적합하다. 동축케이블에 뒤에서 설명하는 λ/2U자형 바룬을 붙여 급전할 수도 있으나, 동축케이블일 때는 다음의 감마매치로 하는 쪽이 직결되어 간단하다.

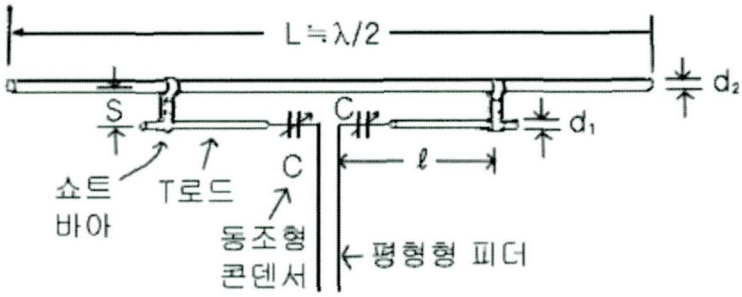



그림 24. T매치

Fig. 24. T match

T매치의 동작원리는 폴디드 엘레멘트 매치와 거의 같으며, 그림 24의 레디에이터의 지름$d_2$, T로드의 굵기$d_1$, 길이$l$, 양 도체의 간격$S$에 의해 피더접속점의 입력임피던스는 광범위하게 변화하므로, 피더의 특성임피던스와 합치하도록 이러한 치수를 적당한 값으로 골라서 매칭을 취할 수 있는 것이다.

급전점에 삽입되어 있는 콘덴서C는 T섹션이 가진 인덕티브 리액턴스(이것은 길이 $l < \lambda/4$의 선단이 쇼트된 피더의 입력임피던스와 같음)를 상쇄하기 위해서 사용된다. 이 콘덴서를 사용하지 않는 T매치도 있으나, 이 경우에는 라디에이터의 길이가 꼭 사용주파수에 동조하는 길이로 되어 있어도, 위의 인덕티브 리액턴스가 나오므로, 이것을 상쇄하기 위해서는 라디에이터를 짧은 눈으로 하고, 캐패시티브 리액턴스를 갖도록 하여야 하며, 쇼트바를 움직일 때마다 라디에이터의 길이도 바뀌고 있으므로, 조정이 대단히 어렵게 된다. 그림 24는 T매치섹션의 $l$, $d_2$, $d_1$, $S$를 바꾼 경우로 입력임피던스가 바뀌는 방법은 복잡하다. 보통 $d_2 \geq d_1$에서 레디에이터쪽을 굵게 하고, 간격$S$는 $\lambda/20 \sim \lambda/100$정도로 선택되지만, 그림 25에 그러한 치수를 바꾼 경우의 입력임피던스의 변화하는 모습을 표시한다. 그림 25의 (A), (B)는 그 변화의 경향의 일예를 표시한 것이며, 실제에는 라디에이터의 굵기 $d_2(d_2/\lambda)$와 길이$L$의 취하는 방법에서도 임피던스는 틀리게 된다. T매치로 입력임피던스를 올리기 위해서는

① T로드의 길이 $l$→길게 한다.

(단, 레디에이터의 40-60%정도로 피크가 있다)

② $d_2/d_1$비→대, $S/d_1$비→대로 하면 된다는 것을 알게 된다.

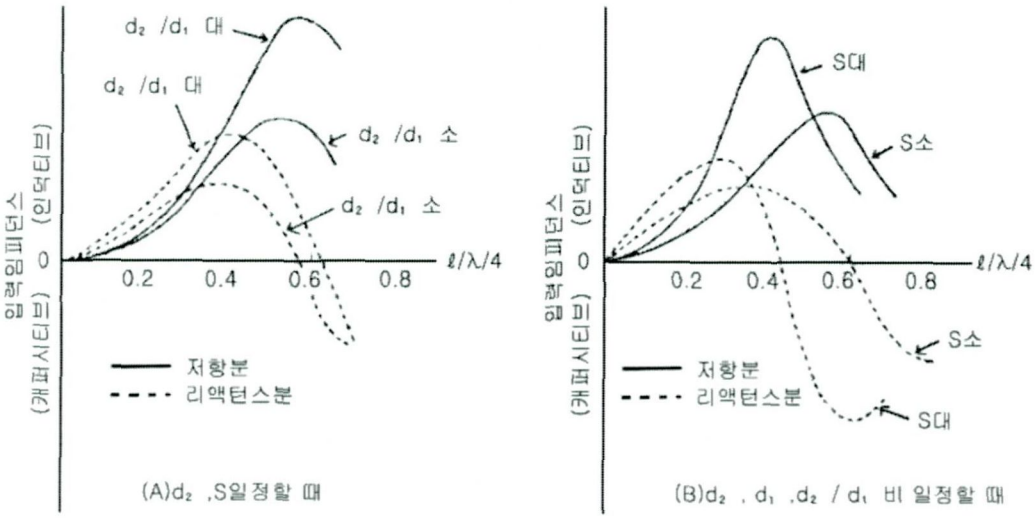



그림 25. T매치의 입력 임피던스의 변화의 모습

Fig. 25. Input impedance variation of T match

또, 그림 25는 급전점에 콘덴서C가 들어 있지 않을 때의 입력임피던스이며, 위에서 설명한 바와 같이 로드의 보통 사용되는 길이에서는 인덕티브가 된다. 우리들의 경우, T매치는 주로 야기 안테나의 레디에이터에 사용되므로, 그 때에는 $d_2 = 3 \sim 4d_1$, 간격 $S$는 HF대에서 10-15cm로 취하고, T로드의 길이$l$은 피더의 특성임피던스와 안테나의 엘레멘트수, 지상높이에도 따르므로 300$\Omega$피더의 경우(75$\Omega$ 동축케이블+4:1바룸의 경우) $l \fallingdotseq 0.3 \times 4/\lambda$, 75$\Omega$동축케이블 1:1바룬을 붙인 경우는 $l \fallingdotseq 0.2 \times 4/\lambda$정도로 잡는다.

동조용 콘덴서C의 값은, 실험적으로 14MHz에서는 120-150pF의 것이 잘 사용되며, 그 밖의 밴드에서는 $C \fallingdotseq 8 \times$파장(m) [pF]정도의 바리콘을 사용하면 좋다고 생각된다. T매치의 조정은, 동축케이블의 경우 SWR미터를 사용하여 하는 것이 간단하다. 메인

피더가 평행2선식의 경우에는, SWR측정용 튜닝램프를 사용하든가, 또는 조금 손질이 가지만 뒤에서 설명하는 4:1바룬과 Q매치를 이용하여 메인피더의 특성임피던스를 동축케이블의 임피던스로 변환하여, 그 곳에서 SWR미터를 삽입하도록 한다.

우선, T로드의 쇼트바위치를 위에서 설명한 대체의 곳에 좌우대칭으로 임시 고정하고, 동조용 바리콘C를 돌려서 SWR미터의 지시를 최소가 되도록 한다. 이것으로 SWR가 1.5이하까지 내려가면, 쇼트바의 위치가 우연히 알맞은 곳에 있었던 까닭이며, 실제로는 그렇다고 할 수는 없으므로, 나중에는 쇼트바의 위치를 SWR의 지시를 보며 1-3cm 바꾸어 보고 그 때마다 바리콘을 가감하여, SWR이 최소가 되도록 조정을 되풀이하면 대개의 경우, 용이하게 SWR=1.2～1.5로 매칭을 잡을 수 있다.

조정이 끝나면 쇼트바를 확실히 고정하고, T로드의 여분인 부분은 그대로 남겨 둔다. 이 부분을 필요 없다고 하여 잘라 버리면 애써 잡은 매칭이 무너지고 만다.

## 5-4 감마매치

감마(γ)매치는 그림 26과 같이 T매치의 한쪽만으로 하고, 불평형의 동축케이블로 급전할 수 있도록 한 매칭법이다.

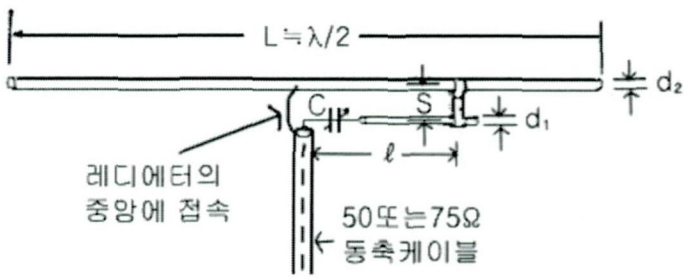



그림 26. 감마매치

Fig. 26. Gamma match

이 감마매치의 동작은 역시 앞의 T매치와 같이 생각할 수가 있다. 그러나, 이 구조에서 아는 바와 같이 레디에이터의 전류는 완전히 좌우엘레멘트로 밸런스가 취해지지

않으므로, 감마매치로 급전된 안테나의 지향성패턴은 약간이지만, 감마로드로 붙인 쪽으로 기울어지는 경향이 있다. 급전점에 감마로드와 직렬로 삽입되는 콘덴서C는, T매치일 때와 마찬가지로, 입력임피던스의 인덕티브 리액턴스분을 상쇄하기 위한 것이다. 또 레디에이터의 굵기 $d_2$와 매칭섹션의 치수$d_1$, $S$, $l$에 의해 입력임피던스의 변화하는 경향도, 위에서 설명한 T매치의 경우가 그대로 적용되는 것이다.

감마매치를 야기 안테나의 레디에이터에 사용하는 경우의 매칭섹션의 치수, 콘덴서(바리콘)C의 최대용량은 대략 표 1과 같이 된다. 조정요령은 T매치와 같다. 또한, 이것은 T매치의 경우에서도 말 할 수 있는 것으로, 레디에이터의 길이에 의해서도 입력임피던스의 저항분, 리액턴스분도 변화하므로, 아무리 조정하여도 SWR이 1.5이하로 내려가지 않을 때에는 레디에이터의 길이를 조금 가감해 본다. 이 길이를 바꾸면 안테나의 특성이 바뀌어 버리게 된다고 생각되지만 이 걱정은 없다.

야기 안테나에서는, 다른 파러스틱크 엘리멘트를 건들지 않으면 레디에이터의 길이가 조금 바뀌어도 이득이며, 저항특성은 거의 변하지 않을 것이다.

표 1. 감마매치의 여러정수

Table 1. Coefficients of Gamma match

| 밴드 | $l(m)$ | $S(cm)$ | $C(pF)$ | $d_2(mm)$ | $d_1(mm)$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 6m | 0.3~0.4 | 8 | 50 | 20 | 6 |
| 10m | 0.5~0.7 | 10 | 70 | 25 | 8 |
| 15m | 0.7~1.0 | 12 | 100 | 30 | 10 |
| 20m | 1.0~1.3 | 15 | 150 | 40 | 12 |

## 5-5 오메가매치

오메가매치는 감마매치의 쇼트바를 고정하여, 매칭조정을 가능하도록 생각한 감마매치의 개량형이다. 감마로드의 입력단에 병렬로 그림 27과 같이 바리콘$C_2$를 삽입하고, 이 콘덴서의 값을 바꾸므로써, 전기적으로 쇼트바의 위치를 처지게 한 것과 같은 작용을 시키고 있다.

$d_1$, $d_2$, $S$,는 보통의 감마매치와 같은 치수, $C_1$도 같은 값의 바리콘사용

$l$은 감마매치의 50-70%, 오메가 콘덴서 $C_2$(바리콘의 최대용량)은

14Mhz=35pF, 21MHz=30pF, 28MHz=20pF

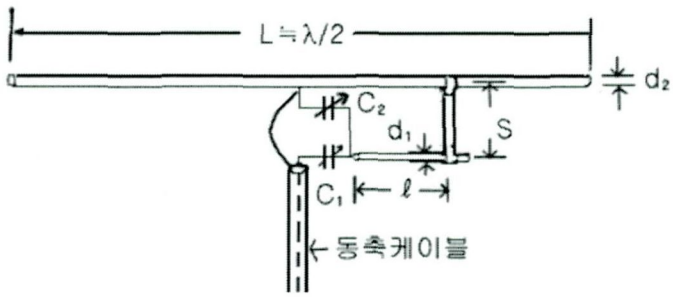



그림 27. 오메가 매치

Fig. 27. Omega match

그 이외의 매칭섹션의 치수, 콘덴서$C_1$의 값은 감마매치의 경우와 같으며 로드의 길이는 오메가콘덴서$C_2$ 때문에 단축되어, 감마매치의 50-70%가 된다. $C_2$의 값은 50$\Omega$ 동축케이블과 매칭을 취하는 경우, 14MHz에서 25pF, 21MHz에서 25pF, 28MHZ에서 15pF 정도가 되므로, 실제로는 이러한 값보다도 조금 용량이 많은 바리콘을 사용하여, $C_1$과 양쪽을 조정하면서 피더의 SWR를 1.0에 가능한한 가깝게 하도록 한다.

또한 오메가매치에 한정하지 않고, 바리콘은 적당한 방수케이스에 수납할 필요가 있다. 그림 28에 매칭섹션의 구조 예를 표시하고 있다.

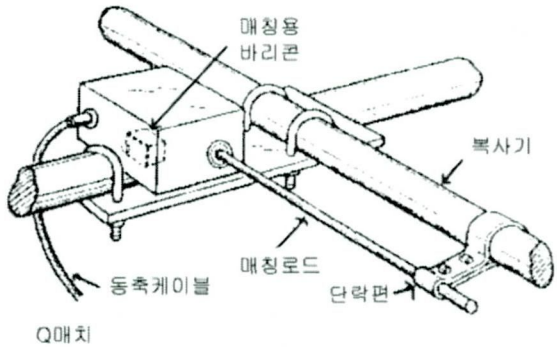



그림 28. 오메가 매치의 구조

Fig. 28. Structure of Omega match

Q매치는 앞에 피더의 입력임피던스에서 설명한 변성기를 사용하여, 임피던스매칭을 한다. 그림 29와 같이 안테나의 급전점임피던스$Z_A$가 피더의 특성임피던스$Z_O$와 같지 않은 경우, 그간에 특성임피던스$Z_Q$의 Q섹션을 삽입하면, 피더와 안테나의 매칭을 취할 수가 있다. 이 경우의 매칭조건을 충족시키는 Q섹션의 특성임피던스$Z_Q$는 $Z_Q = \sqrt{Z_O \cdot Z_A}$가 되고, $Z_Q$와 $Z_A$의 이하평균이 된다.

예를 들면 안테나의 급전점임피던스$Z_A$를 37.5$\Omega$, 피더의 특성임피던스$Z_Q$를 75$\Omega$으로 하면, $Z_Q = 50\Omega$의 Q섹션을 사용하면 되는 것이다.

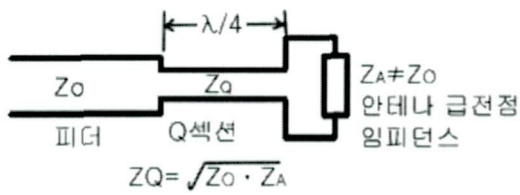


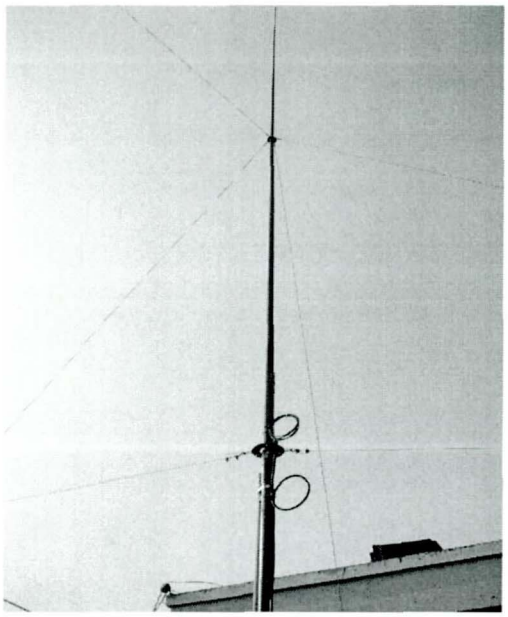

그림 29. Q 매치

Fig. 29. Q match

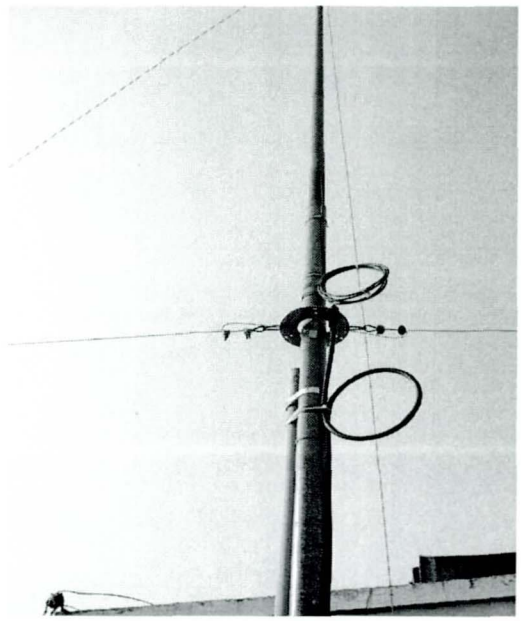
이 Q매치는 평행선식(평형형) 및 동축케이블(불평형형) 어느 것이나 사용할 수가 있으나 양자를 혼용하는 일은, 평형-불평형의 문제가 있고, 그대로는 접속할 수가 없다. Q매치는 안테나 급전점 이외에서도, 특성 임피던스와 다른 피더를 접속하는 경우에 응용할 수가 있다. Q섹션의 피더의 길이는 전기적으로 $\lambda/4$로 취한다. 따라서 특히 TV용 피더나 동축케이블을 사용하는 경우에는, 공간파장에 그 피더의 단축율을 곱한 길이가 되어야 한다. 또, Q매치는 어디까지나 Q섹션의 길이가 전기적으로 $\lambda/4$가 되는 주파수에 대해서만 매칭작용이 있고, 주파수가 바뀌면 매칭이 처지게 된다. 그리고 $Z_O/Z_A$(또는 $Z_A/Z_O$)의 비, 즉 임피던스변성비를 크게 할 수록, 매칭의 처지는 방법이 크고 Q매치가 잘 동작하는 주파수범위가 좁게 된다. 주파수 변화에 대한 매칭의 처짐을 SWR로 표시한 것이다.

안테나의 급전점임피던스$Z_A$와 피더의 특성임피던스가 너무 떨어져 있는 경우에는 Q매치를 2단 삽입하면 매칭이 취해지는 주파수범위를 넓게 취할 수가 있다.

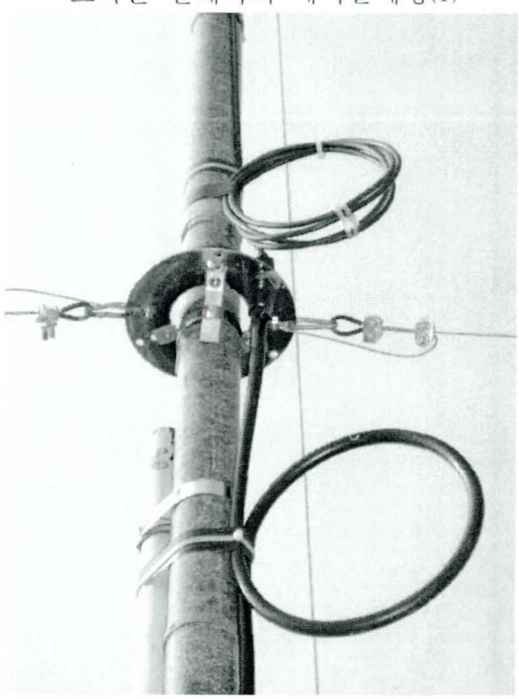
# Ⅵ. 시스템 구현 및 설치



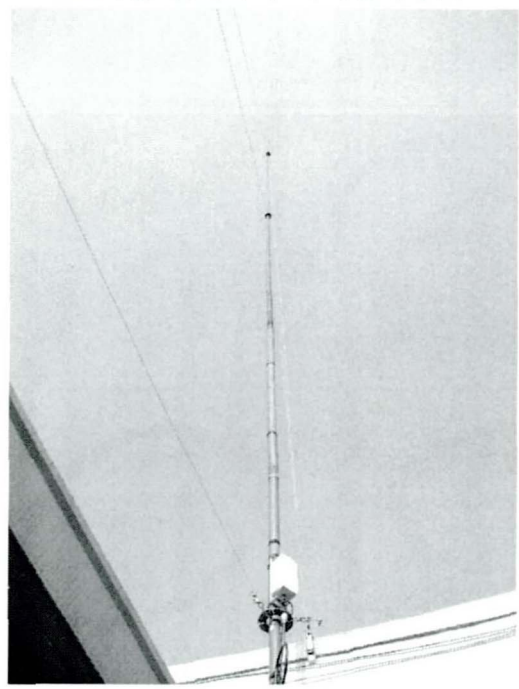
브라운 안테나의 케이블매칭(1)



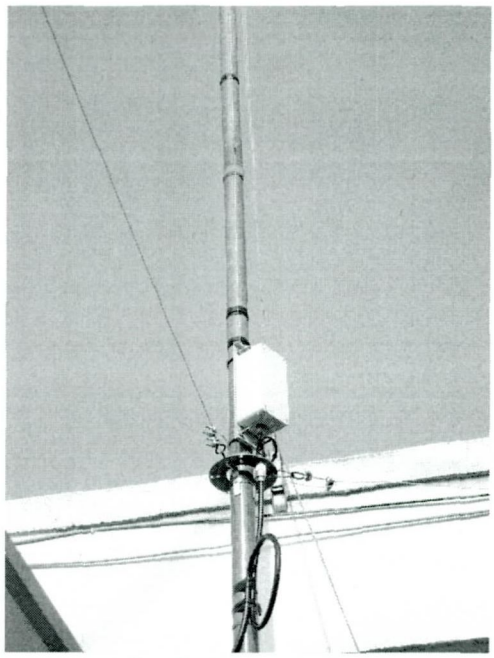
브라운 안테나의 케이블매칭(2)



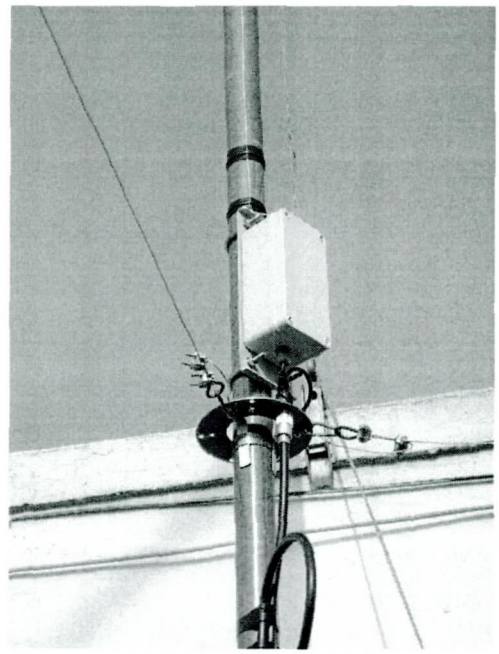
브라운 안테나의 케이블매칭(3)



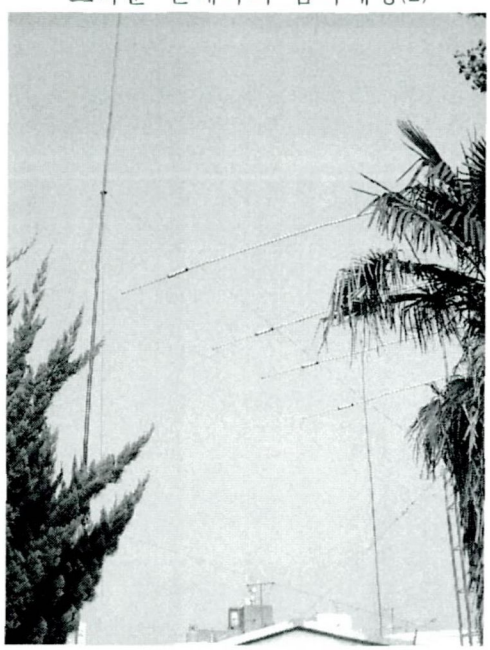
브라운 안테나의 감마매칭(1)



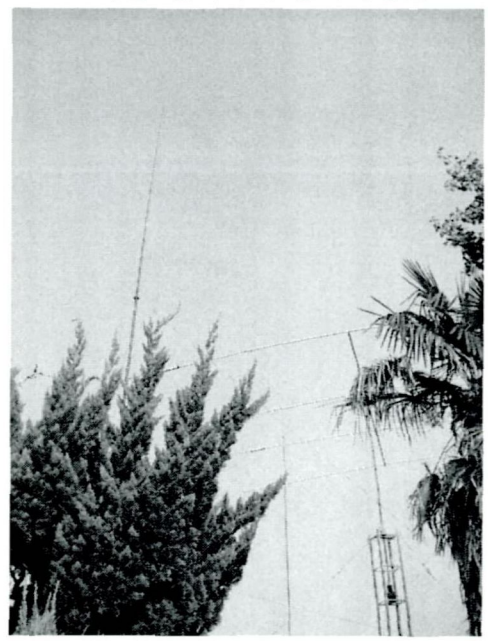
브라운 안테나의 감마매칭(2)



브라운 안테나의 감마매칭(3)



2소자 어레이 안테나(1)



2소자 어레이 안테나(2)

그림 30. 설치 및 실험 결과

Fig. 30. Installation and experimental results

그림 30은 본 논문에서 제안한 브라운 안테나를 이용한 배열 안테나의 제작 및 설치되어 실험된 결과를 나타낸다.

# Ⅶ. 결론 및 향후 과제

여러 가지 종류의 안테나가 있음에도 불구하고 근래의 도심지나 고층 밀집지역에서의 안테나의 설치에는 공간의 문제, 주거인집단(아파트관리당사자)과의 문제, TVI, BCI, 잡음의 문제 등이 존재한다. 이에 따라, 설치가 용이하고 성능이 우수한 안테나의 개발, 연구의 필요성이 강조되어 도심지에서 설치가 쉽고, 성능이 좋은 안테나가 필요하게 되었다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 브라운이 제안한 안테나를 어레이로 제작하여 몇 가지의 정합방식을 실험 하였다. 결과적으로 본 논문에서는 브라운 안테나의 임피던스 정합은 지선 각과 급전선의 길이 조정에 의한 기존의 방법 외에 지선 각과 복사기의 길이의 조정에 의하여도 임피던스 정합이 가능함을 실험적으로 증명하였다.

본 논문에서는 브라운 안테나를 실험 하기위해 무선 주파수인 7MHz(7.010)로 목적주파수를 정했으며 파장이 40m 이므로 안테나를 만들 수 있는 안테나 길이는 파장의 1/4(Lamda) 만큼인 10m이며 브라운 안테나의 수직 길이를 지지 할 수 있는 폴대 FRP Rord를 준비 하였다. 또한 지상 또는 건물 옥상으로부터 낮게 또는 높게 설치를 하여 여기에 대지 접지를 대신 할 수 있는 Radial line를 최소 동서남북 방향으로 각각 설치한 후 임피던스 및 VSWR (정재파) 비율을 정합하기 위한 조건은 임피던스 50오옴과 정재파 비는 1:1.1으로 정하고 이상적인 조건에 근접 할 수 있게 최대한 근접치를 찾아보았으며 근접치에 접근 하면서 그 정합 방법에 차이가 확연히 나타남을 알 수가 있었다.

결과적으로 본 논문에서 제시한 브라운 안테나의 임피던스 정합 방법은 건물의 옥상 등과 같이 높이가 일정한 경우 높이에 따른 급전선의 길이와 무관하게 정합이 가능하기 때문에 브라운 안테나를 설치 시 유용하게 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

# 참 고 문 헌


[1] Byoung Moo Lee, Woo Sang Lee, Young Joong Yoon, and Joon Ho So, "X-band TM01-TE11 mode converter with short length for high power," IEEE, Electronics Letters, vol. 40, no. 18, pp. 1126-1128, Sep. 2004.

[2] K. Fujimoto and J. R. James, "Mobile Antenna Handbook," Artech House, Inc., Norwood, MA, 1994.

[3] C. Y. Lee, "Mobile Communication Design Fundamentals," John Wiley & Sons, Inc., 2nd Ed., 1993.

[4] R. J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook," Artech House, Inc., Norwood, MA, 1994.

[5] G. Kunar, K. P. Ray, "Broadband Microstrip Antennas," Artech House, Inc., Norwood, MA, 2003.

[6] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," AT&T Bell Labs Technical Memorandum BL011217?950616-07TM, June 1995.

[7] P. F. Driessen and G. J. Foschini, "On the capacity formular for multi-input multi-output wireless channels: A geometric interpretation," IEEE Trans. Commun., vol 47, pp. 173-176, Feb. 1999.

[8] D. Shu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," IEEE Trans. Commun., vol. 48, pp. 502-513, Mar. 2000.

[9] D. Chizhik, F. Rashid-Farrokhi, F. Ling, and A. Lozano, "Effect of an antenna separation on the capacity of BLAST in correlated channels," IEEE Commun. Lett., vol. 4, pp. 337-339, Nov. 2000.

[10] Z. A. Khan and B. S. Rajan, "Space-time block codes from coordinate interleaved orthogonal designs," in Proc. IEEE. Int. Symp. Info. Theory, Lausanne, Switzerland, pp. 276, June 2002,

[11] J. K. Cavers, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, pp. 2043-2050, Nov. 2000.

[12] S. T. Chung, A. Lozano, and H. C. Howard, "Approaching eigenmode BLAST channel capacity using V-BLAST with rate and power feedback," in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., Atlantic City, NJ, USA, pp. 915-919. Oct. 2001.

[13] E. N. Onggosanusi, A. G. Dabak, and T. A. Schmidl, "High rate space-time block coded scheme: performance and improvement in correlated fading channels," in Proc. IEEE Wireless Comm. and Net. Conf., vol. 1, pp. 194-199, Mar. 2002.

[14] S. Muller-Weinfurtner, "Coding Approaches for Multiple Antenna Transmission in Fast Fading and OFDM," IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 50, No. 10, pp. 2442-2450, Oct. 2002.

[15] K. B. Song, G. S. Hwang, J. Cioffi, "Rate-compatible Punctured Convolutionally(RCPC) Space-Frequency Bit-interleaved Coded Modulation (SF-BICM)," Proc. IEEE ICC 2004, June 2004.

[16] D. J. Love, and R. W. Heath Jr., "Grassmannian Beamforming for Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 49, No. 10, Oct. 2003.

[17] B. Hochwald et al., "Systematic Design of Unitary Space-Time Constellations," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 46, No. 6, pp. 1962-1973, Sept. 2000.

[18] C. Taylor, D. Giri, "High-Power Microwave Systems and Effects," Taylor & Francis, London, 1994.