

Inverted Discone 안테나 연구

목 차

1. 서론	107
2. 실제 안테나에 관한 측정	108
3. IDA 외 이론적 해석	120
4. 축소모의 안테나에 대한 측정 및 전자계산	128
5. 결론	158

고 려 대 학 교
이 공 대 학

전 파 연 구 소

"

"

"

박 정 기

권 홍 재

김 영 재

장 전

육 재 립

1. 서 론

이 연구는 채신부에서 전파감시용으로 도입한바 있는 그림 1 과 같은 다소선(多少線)식 Inverted Discone Antenna⁽¹⁾ (이하 IDA 라 칭함)의 실험적 및 이론적 고찰을 통해서 그 동작원리를 해명하고 사용목적에 적합하면서도 경제적인 IDA 의 설계를 목표로 한 것이며 내용의 순서는 실제 안테나에 대한 측정과 입력 임피던스의 이론적 고찰, 수치계산 및 1/25 배 또는 1/50 배로 축소한 모의 안테나에 대한 실험측정 및 종합검토, 결론등으로 되어 있다.

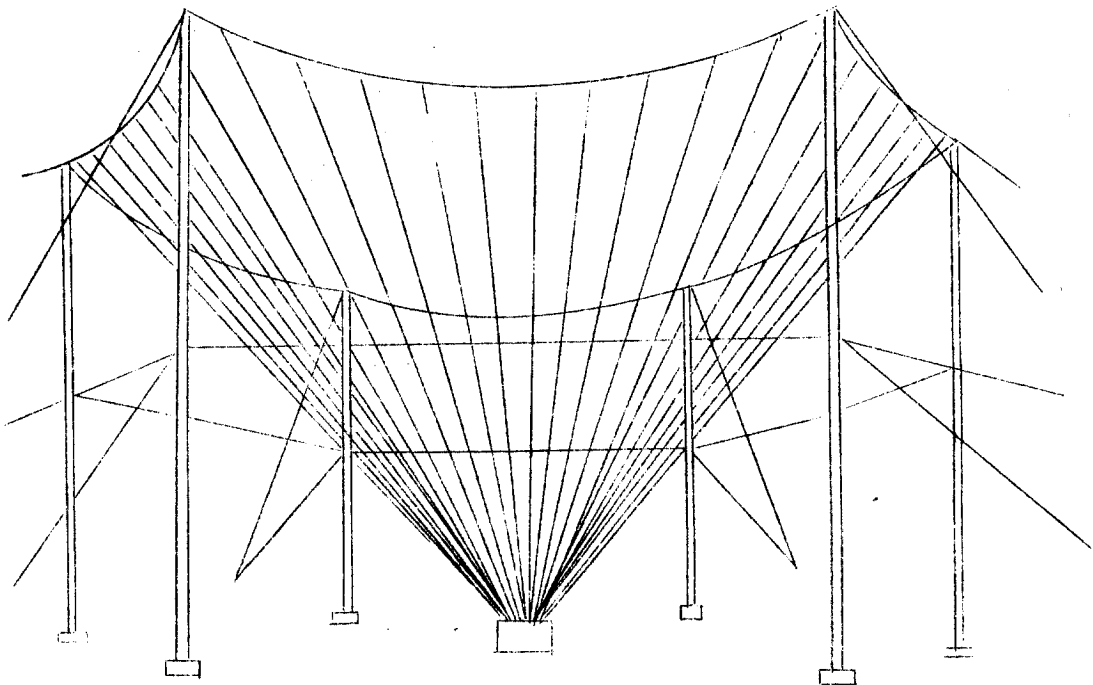


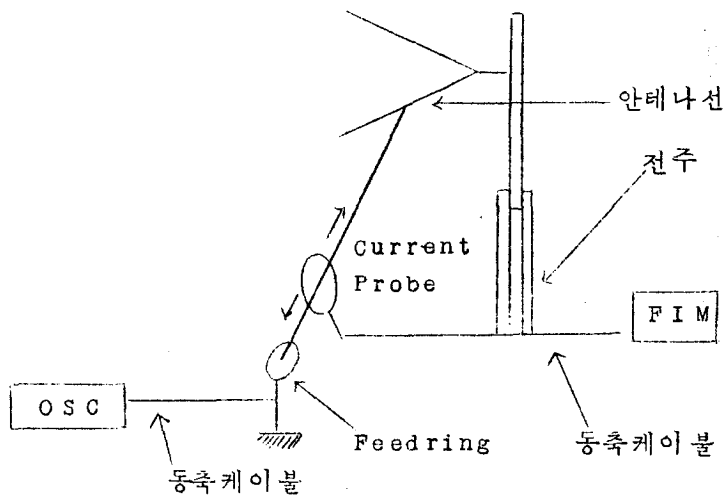
그림 1. M.4201.B.A Inverted Discone Antenna

2. 실제안테나에 관한 측정

2. 1 전류분포

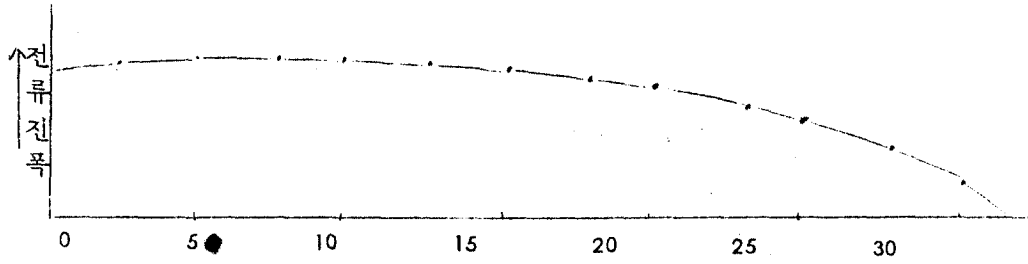
서울전파감시국의 안테나선에 따라 그림 2와 같이 Current probe (NM-25T用)를 이동시켜가면서 그때 그때의 Field Intensity Meter의 지시를 읽고 상대전폭을 계산하여 그림 3과 같은 그래프를 얻었다.

그림 2. 전류분포측정



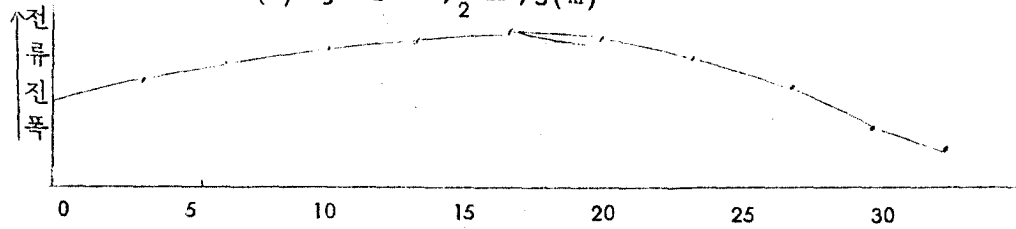
내
I
C

그림 3. 안테나 선상의 전류 분포



Feed ring 으로부터의 거리 (m)

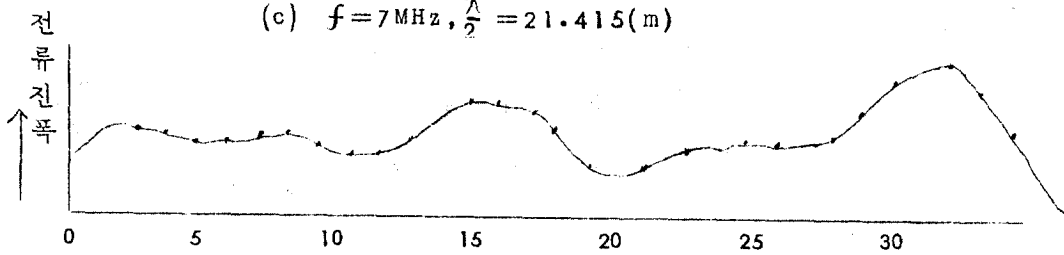
(a) $f = 2\text{MHz}, \frac{\lambda}{2} = 75(\text{m})$



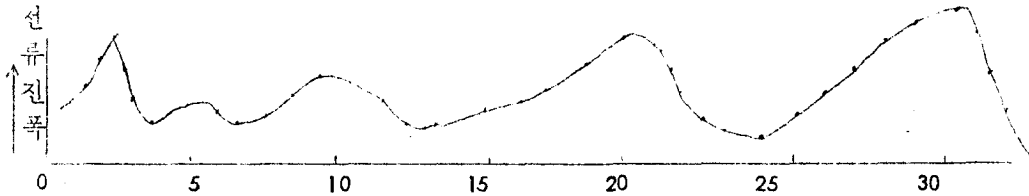
(b) $f = 3\text{MHz}, \frac{\lambda}{2} = 50(\text{m})$



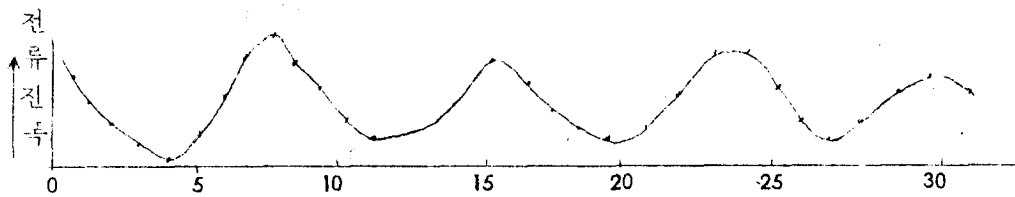
(c) $f = 7\text{MHz}, \frac{\lambda}{2} = 21.415(\text{m})$



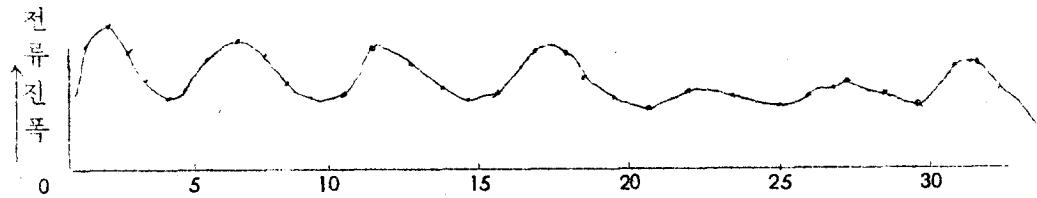
(d) $f = 10.1\text{MHz}, \frac{\lambda}{2} = 14.85(\text{m})$



(e) $f = 15 \text{ MHz}$, $\frac{\lambda}{2} = 10.0 \text{ (m)}$



(f) $f = 20 \text{ MHz}$, $\frac{\lambda}{2} = 7.5 \text{ (m)}$

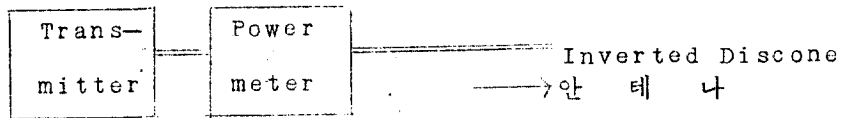


(g) $f = 30 \text{ MHz}$, $\frac{\lambda}{2} = 5.0 \text{ (m)}$

이 측정결과에서 주파수에 따라 VSWR의 값이 꽤 다르리라는 것을 알수있을 뿐 전류분포의 형에 규칙성이 없는 만큼 이 전류분포에 입각한 방사전계의 계산은 어렵다는 것을 알았다.

2. 2 VSWR 측정

R.F. Powermeter (Bird Model 43) 를 그림 4 와 같이 사용해
서 서울전파감시국의 실제안테나에 대하여 P_f (전송전력) 와 P_r (역
방향반사전력) 을 측정하고



RF901A Bird Model 43
Transceiver Powermeter

그림 4. VSWR 측정

$$VSWR = \frac{\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_f} - \sqrt{P_r}}$$

을 계산한바 표 1 과 이에 대한 그림 6 의 그래프를 얻었다.

표 1에서 Ground coil이라함은 그림 5 와 같이 안테나의 급전점과
어스 사이에 연결된 코일을 말한다.

그림 6에서 Ground coil이 VSWR에 미치는 영향은 무시될수
있다는 것과 제작회사에서 공개하고 있는 VSWR 값과 시설된 실
제 안테나의 VSWR 값의 주파수에 따른 변화경향은 대체로 같으
나 실제안테나 쪽이 대체적으로 VSWR이 커지고 있는 것을 알
수 있다.

표 1. Powermeter에 의하여 측정된 VSWR

주파수 [MHZ]	Ground coil을 연결한 경우			Ground coil을 제거한 경우		
	P_f [W]	P_r [W]	VSWR	P_f [W]	P_r [W]	VSWR
3.0	84	14.5	2.4	84	13	2.3
6.0	100	3.8	1.49	100	3.5	1.46
9.9	65	3.8	1.58	50	3	1.65
12.0	95	10.0	1.95	68	8.5	2.09
14.0	75	8.5	2.02	76	9	2.05

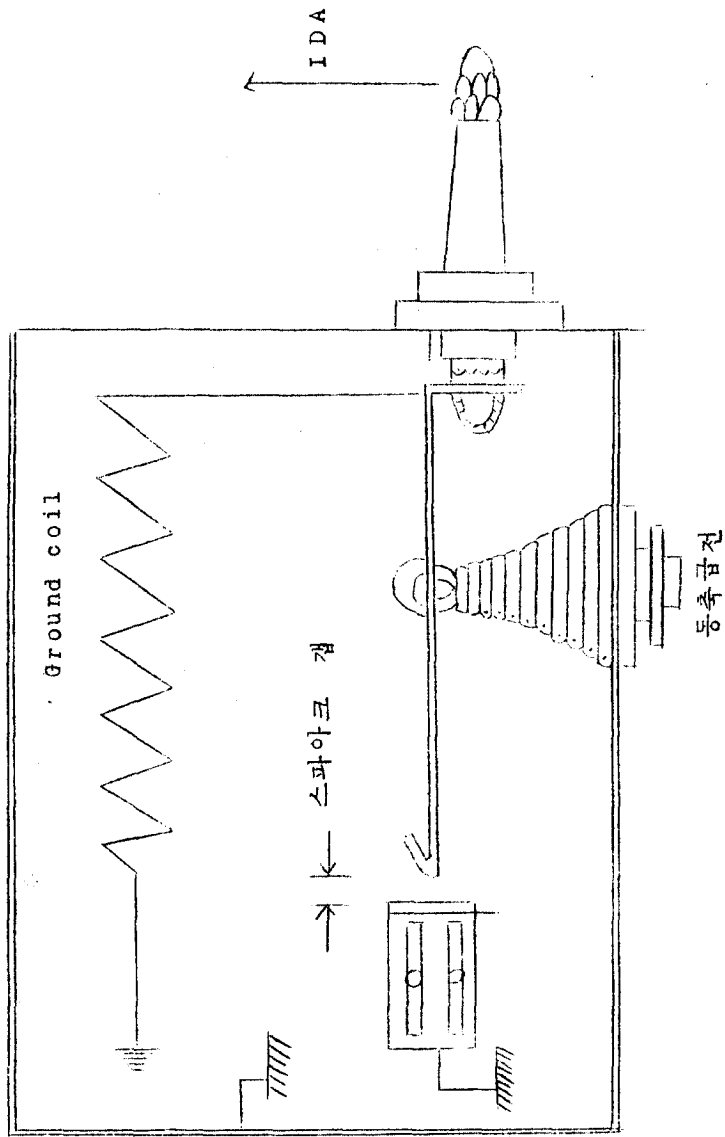


그림. 5 Ground coil

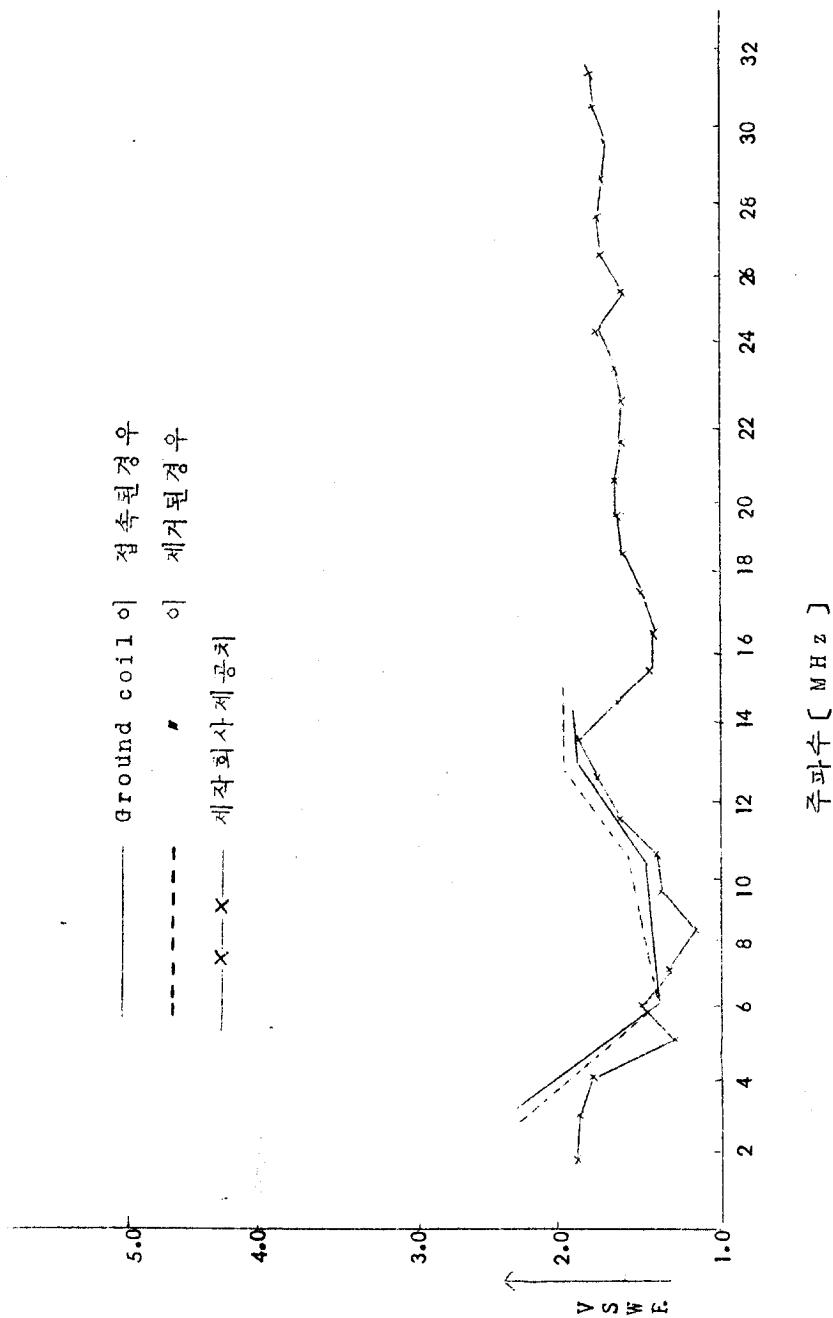


그림 6. 서울전파감시국 IDA의 VSWR

2.3 편파별 수신전계강도

감시국의 건물옥상에세운 수직 또는 수평안테나에 일정한 전력을 공급하고 이것을 IDA와 이와 같은거리에 세운 표준 Dipole 안테나로 수신했을때의 전계를 전계강도 측정기로 측정한 결과들은 그림 7 및 그림 8의 그래프들과 같았다.

그림 7 과 그림 8 의 (a) 에서 수직편파에 대한 IDA 의 이득은 수직으로 설치된 표준 다이폴안테나보다 약간 낮은 것을 알수있고 그림 7 과 그림 8 의 (b) 에서 수평편파에 대한 이득은 IDA 쪽이 수직표준 다이폴 안테나 쪽보다 높다는 것을 알수 있다. 단 그림 8 의 (a) , (b) 에서 주파수가 높아짐에 따라 그림 7 의 경우와는 반대로 이득이 커지고 있는것은 B 국 의 측정에 있어서는 장비부족으로 송신안테나의 길이를 조정하지 못한것이 원인일 것으로 생각된다.

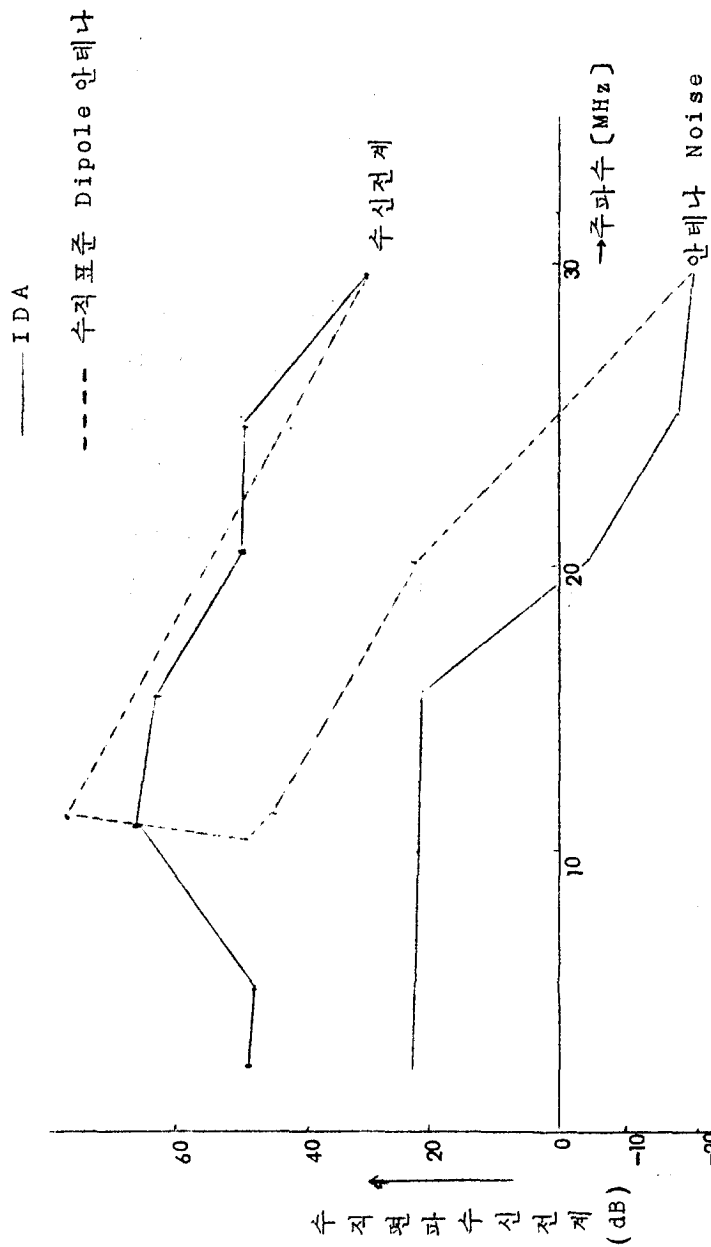


그림 7. A 국수신전제강도

(a) 수직편파

— I D A

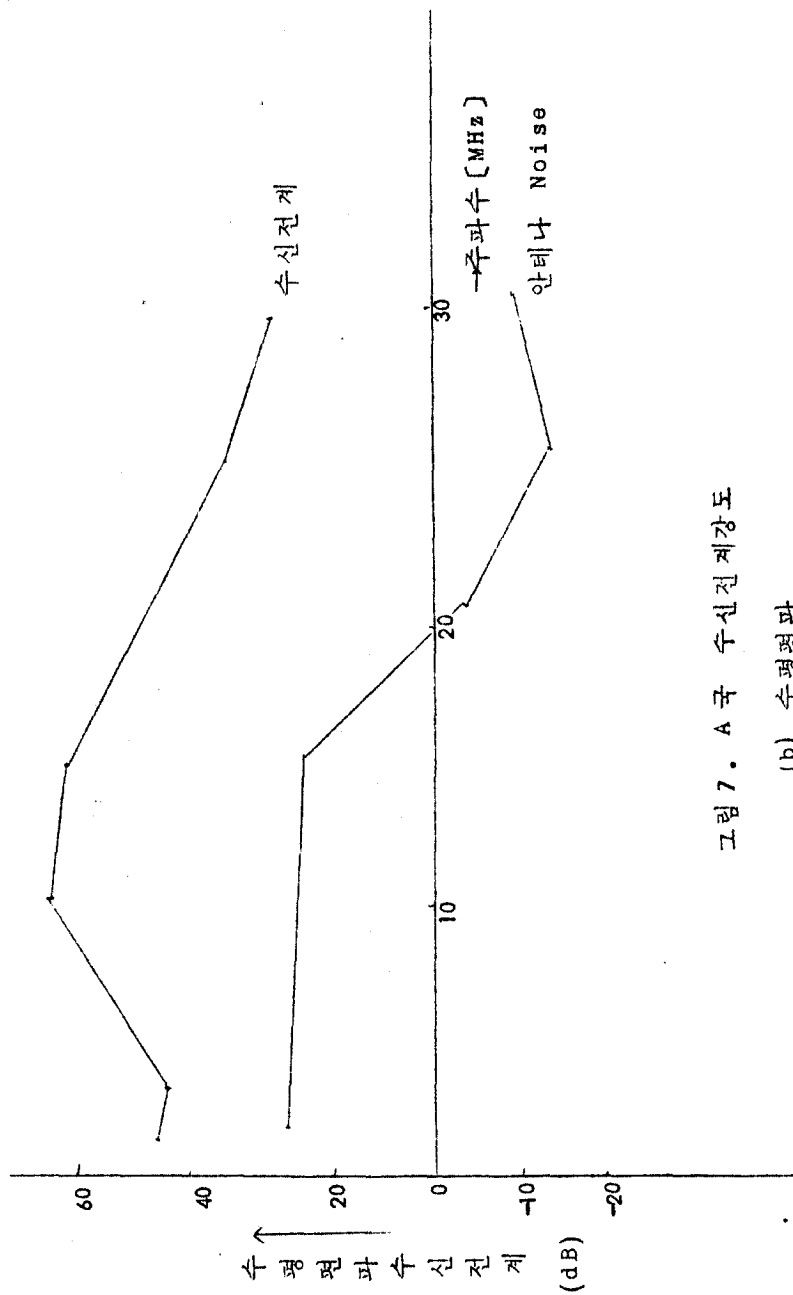


그림 7. A 국 수신전계강도

(b) 수평편파

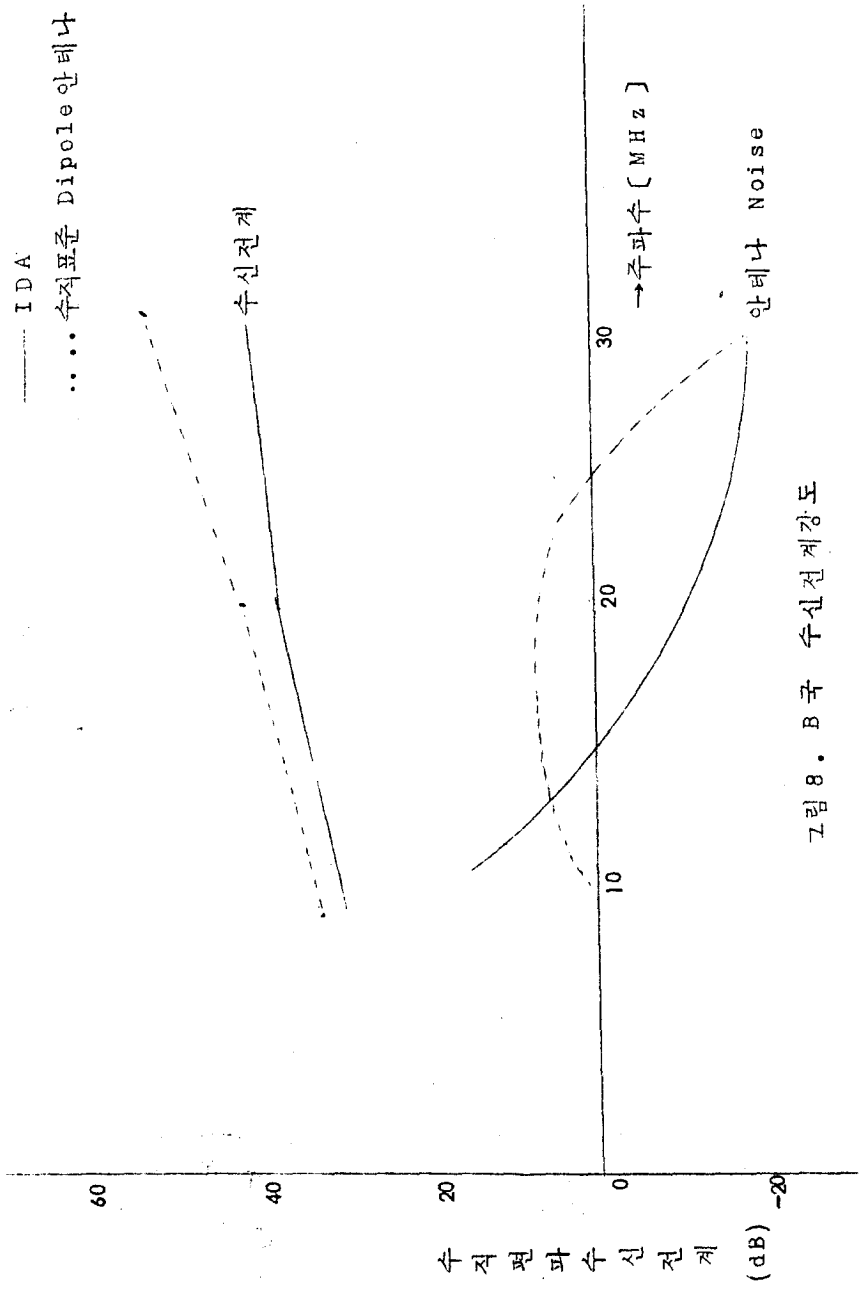


그림 8. B 국 수신전계강도

(a) 수직편파

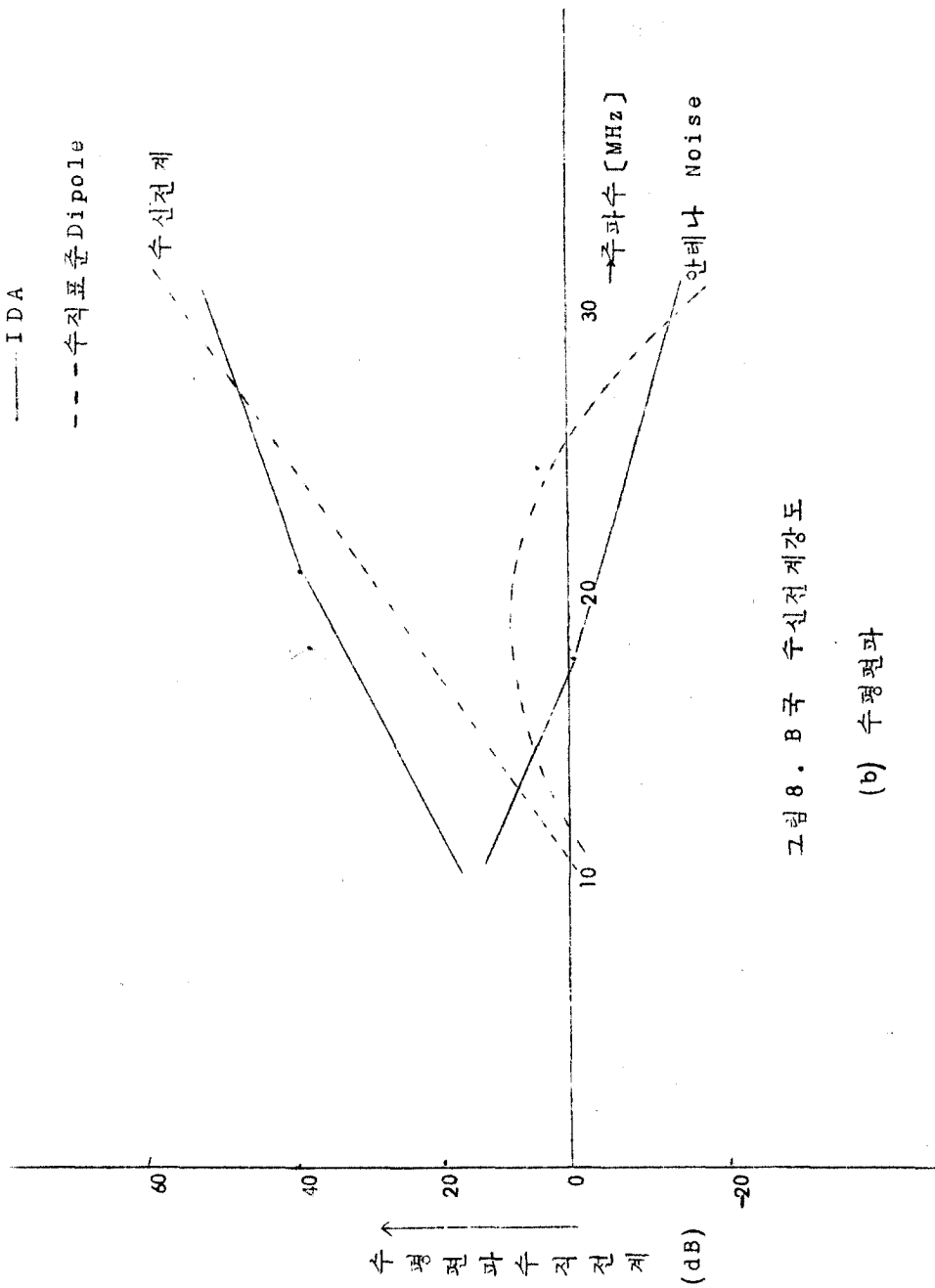


그림 8. B 국 수신전계강도

(b) 수평편파

3. IDA의 이론적 해석

그림 9 (a)와 같은 IDA는 수직으로 세워진 선형 접지 안테나와 마찬가지로 수직편파 전방향성의 전파 방사를 할뿐 아니라 Cone 안테나의 특징인 광대역성을 가질 것이므로 그 전력대역까지 큰 값이 되기를 기대할수는 없다. (이것은 2장에 있어서의 실험 결과에서도 확인되었다.) 따라서 IDA에 관하여 구명할것은 어떻게 하면 소요주파수대역에 걸쳐서 VSWR 값이 작은 즉 입력저항이 전송선의 특성 임피던스와 별차가 없고 입력리액턴스의 절대치가 작은 IDA를 경제적으로 만들수 있을까하는 최적설계법이라고 말할 수 있다. 따라서 주파수에 따른 IDA의 입력임피던스 변화

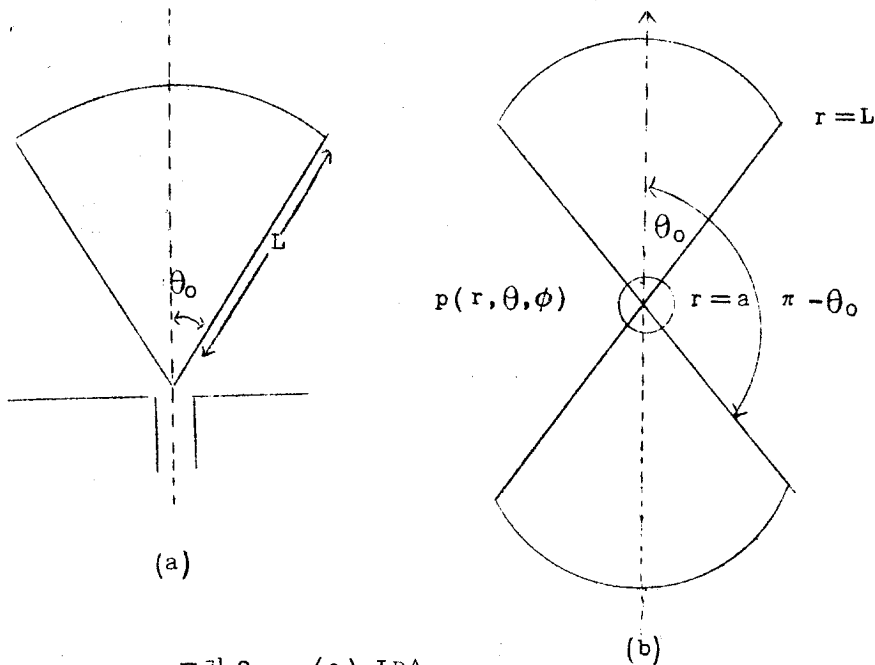


그림 9. (a) IDA

(b) Biconical Antenna

를 구명할 필요가 있으므로 아래에서 이에 대한 이론해석을 하여 본다.

그림 9 (a) 와 같은 IDA의 방사전계는 전기 영상법에 의하여 그림 9 (b) 와 같은 Biconical안테나로 부터의 방사전계의 절반으로 대체할 수 있으며 이때 IDA의 입력임피던스는 Biconical 안테나의 입력임피던스 값을 $1/2$ 배 함으로서 구할 수 있다.

자유 공간에 놓인 Biconical안테나문제의 해는 Maxwell 방정식 및 주어진 경계조건을 만족한다. 필요한 경계조건은 Biconical안테나의 표면이 도체라고 가정할 때 이 표면상에 접선방향의 전계가 영이 되는 조건 및 이 안테나로 부터 무한히 먼 점에서의 방사 조건이다.

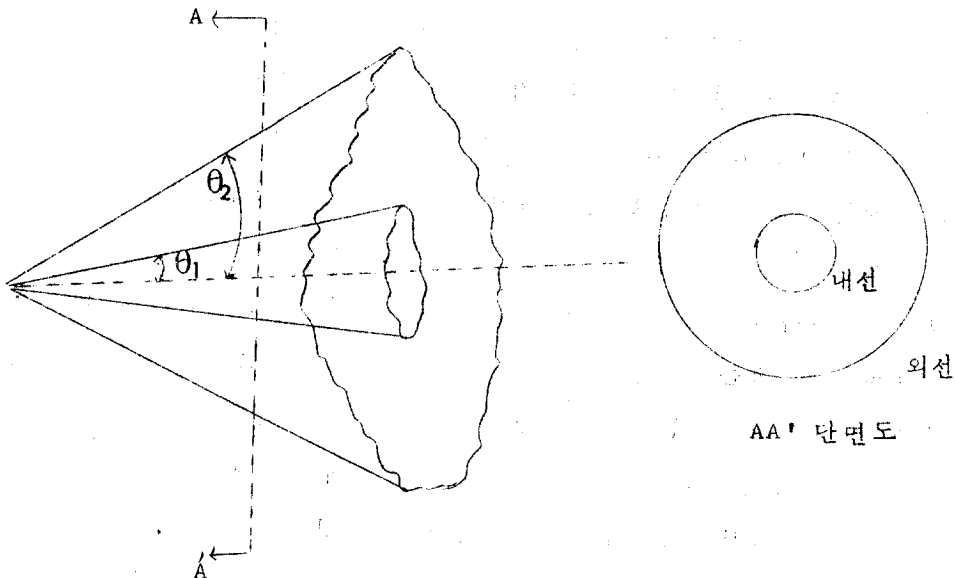


그림 10. 동축원추형전송선

만일 Biconical 안테나의 길이 (L)가 무한대가 된다면 이 문제는 일종의 동축전송선 문제로 생각할 수 있다. 이 경우는 그림 10에서와 같이 단면적이 전송 방향으로 증가하는 동축 전송선의 일종으로 외선의 원주각 θ_2 가 내선의 원주각 θ_1 과 $\theta_2 = \pi - \theta_1$ 의 관계로 주어지는 특별한 경우이다. 이러한 전송상태에서의 설계 및 자계는 전송방향에 수직인 TEM mode로 주어진다. 이 경우의 급전 임피던스 식은 (2)

$$Z_0 = 120 \ln \cot \left(\frac{1}{2} \theta_0 \right) \dots\dots\dots (1)$$

이나 여기서는 Biconical 안테나가 유한의 길이 L에서 끝나있는 경우에 대한 엄밀해에 대해서 생각해 나간다.

그림 9 (b)에서와 같이 길이가 L이고 $r=a$ 를 입력면으로 가지는 Biconical 안테나에서는 입력측에 여기된 TEM mode 전자계가 $r=L$ 의 불연속 경계면에 의해서 산란된다. 결과적으로 안테나영역 ($a < r < L$)으로는 고차 mode로서 TM mode나 TE mode가 $r=L$ 경계면에서 반사되고 안테나의 외부영역 ($L < r$)으로는 이 TM, TE mode의 전자계의 반사가 일어난다. 즉 안테나 영역에는 진행 및 반사파의 TEM mode와 TM mode (그리고 TE mode) 안테나의 외부 영역에는 다만 진행파 TM mode (그리고 TE mode)가 존재하게 되고 전자계는 이들 각 mode의 중첩으로 주어진다 결과적으로 경계조건으로부터 각 mode의 진폭계수를 구하기가 어렵게 되며 mode 결합문제로서의 진폭계수를 계산해야 된다.

그림 9에서와 같은 좌표계를 선택하고 r방향에 대해 자계가 수직인 TM mode를 가정하면 전자계는 r방향성분의 전기적 벡터 포텐셜 A_r 로부터 구해진다.⁽³⁾ 문제가 ϕ 방향으로 대칭이므로 $\frac{\partial}{\partial \phi} = 0$

이며, 유전율 ϵ , 투자율 μ 인 균일영역에서 영이 아닌 전자계의 각 벡터 성분은 다음과 같다.

$$E_r = \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + k^2 \right) A_r, \quad \dots\dots\dots (2a)$$

$$E_\theta = \frac{1}{j\omega\epsilon r} \frac{\partial^2 A_r}{\partial r \partial \theta}, \quad \dots\dots\dots (2b)$$

$$H_\phi = -\frac{1}{r} \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \quad \dots\dots\dots (2c)$$

여기서 E_r, E_θ 및 H_ϕ 는 각각 전계의 r 성분 및 θ 성분 그리고 자계의 ϕ 성분을 표시하고 시간함수 $e^{j\omega t}$ 는 생략했다.

A_r 는 Debye 포텐셜이며 전류나 자류가 없는 균일영역에서 $\frac{A_r}{r}$ 이

$$(V^2 + k^2) \frac{A_r}{r} = 0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

을 만족한다. 단 $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ 이다.

변수 분리법에 의하여 (3)식을 풀기 위하여

$$A_r = R(r) T(\theta) \quad \dots\dots\dots (4)$$

라 가정하면 (3)식은 다음과 같은 미분 방정식이 된다. ⁽³⁾

$$\frac{d^2 R}{dr^2} + \left\{ k^2 - \frac{V(V+1)}{r^2} \right\} R = 0 \quad \dots\dots\dots (5a)$$

$$\sin \theta \frac{d^2 T}{d\theta^2} + \cos \theta \frac{dT}{d\theta} + V(V+1) \sin \theta \cdot T = 0 \quad \dots\dots (5b)$$

이 방정식의 해인 $R(r)$ 및 $T(\theta)$ 는 다음과 같이 되며 ⁽³⁾

$$R(r) = A_\nu \hat{J}_\nu(kr) + B_\nu \hat{H}_\nu(kr), \quad \dots\dots\dots (6a)$$

$$T(\theta) = C_\nu P_\nu(\cos \theta) + D_\nu P_\nu(-\cos \theta) \quad \dots\dots\dots (6b)$$

여기서 T_ν 및 H_ν 는 각각 구형 Bessel 및 Hankel 함수로서 Bessel

및 제 2종 Hankel 함수인 $J_{\nu + \frac{1}{2}}(x)$ 및 $H_{\nu + \frac{1}{2}}^{(2)}(x)$ 와

$$\hat{J}_\nu(X) = \sqrt{\frac{\pi X}{2}} J_{\nu+\frac{1}{2}}(X), \quad \dots\dots\dots (7a)$$

$$\hat{H}_\nu(X) = \sqrt{\frac{\pi X}{2}} H_{\nu+\frac{1}{2}}(X), \quad \dots\dots\dots (7b)$$

의 관계를 가진다. 또한 A, B, C 및 D는 상수이며 P는 ν 차 Legendre 함수이다.

미분방정식 (5)에서 $\nu=0$ 이면 (4)식의 A_r 은

$$A_r = R_0 T_0, \quad \dots\dots\dots (8a)$$

단 $R_0 = A_0 e^{-jk_r r} + B_0 e^{jk_r r} \quad \dots\dots\dots (8b)$

$$T_0 = C_0 \ell_n \left(\cot \frac{\theta_0}{2} \right) + D_0 \quad \dots\dots\dots (8c)$$

내
5
C

가 된다. 따라서 식 (2a) 및 (8b)로부터 $E_r=0$ 이며 이는 곧 전
자계가 E_θ 와 H_ϕ 만으되되며 r 방향에 대한 TEM파가 된다.

이때

$$V(r) = - \int_{\pi-\theta_0}^{\theta_0} E_\theta r d\theta = \int_{\theta_0}^{\pi-\theta_0} E_\theta r d\theta, \quad \dots\dots (9a)$$

$$I(r) = 2\pi r \sin\theta_0 H_\phi(r_1, \theta_0) \quad \dots\dots\dots (9b)$$

이며

$$I(r) = I_0(r) + \tilde{I}(r) \quad \dots\dots\dots (10)$$

단 $I_0(r)$ 은 TEM mode의 전류이며 $\tilde{I}(r)$ 은 고차 mode에 의
한 전류성분이다. 전장의 특성임피던스 Z_0 는 (8)식의 A_r 중
TEM mode의 진행파 성분 $A_r^+ = A_0 e^{-jk_r r} [C_0 \ell_n(\cot \frac{\theta_0}{2}) + D_0]$ 를 식
(2b) 및 (2c)에 대입하고 이를 다시 (9)식에 대입하여 V^+ 및 I^+
를 구한후

$$Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ell_n \left(\cot \frac{\theta_0}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (11)$$

로 구해진 것이다.

$\nu \neq 0$ 인 경우의 해 (4) 는 일반적인 TM 파를 표시하며 Biconical 안테나 문제에서 $a < r < L$ 에서의 전자계는 이들 TM mode의 중첩에 의하여 일반적으로

$$r^2 E_r = - \frac{1}{j 2 \pi \omega \epsilon} \sum_{\nu} A_{\nu} \frac{\hat{R}_{\nu}}{\hat{R}_{\nu}} \frac{(kr)}{(kL)} P_{\nu}(\cos \theta), \dots\dots\dots (12a)$$

$$r E_{\theta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} V^0(r) + j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sum_{\nu} \frac{A_{\nu}}{\nu(\nu+1)} \frac{\hat{R}'_{\nu}(kr)}{\hat{R}_{\nu}(kr)} \frac{d}{d\theta} P_{\nu}(\cos \theta), \dots\dots\dots (12b)$$

$$r H_{\phi} = \frac{I^0(r)}{2 \pi \sin \theta} + \frac{1}{2 \pi} \sum_{\nu} \frac{A_{\nu}}{\nu(\nu+1)} \frac{\hat{R}'_{\nu}(kr)}{\hat{R}_{\nu}(kr)} \frac{d}{d\theta} P_{\nu}(\cos \theta), \dots\dots\dots (12c)$$

와 같이 표시된다. (4) 단 여기서

$$\hat{R}_{\nu}(X) = \hat{J}_{\nu}(X) + \frac{B_{\nu} \hat{H}_{\nu}}{A_{\nu}}(X) \dots\dots\dots (13a)$$

$$\hat{R}'_{\nu}(X) = \frac{d \hat{R}_{\nu}(X)}{dX} \dots\dots\dots (13b)$$

이며 V^0 및 I^0 는 TEM mode 전압 및 전류로서 식 (2), (8) 및 (9)로 부터 구할 수 있다. $\theta = \theta_0$ 및 $\theta = \pi - \theta_0$ 에서 E_r 이 영이된다는 경계조건에서

$$P_{\nu}(\cos \theta_0) = 0 \dots\dots\dots (14)$$

의 결과가 나오며 이 조건으로 부터 무한 수열을 이루는 ν 의 값을 구한다. 식 (12a)의 \sum_{ν} 는 이들 모든 ν 의 값에 대한 합을 의미한다.

이 경우 안테나 외부 영역 ($L < r$)에서의 전자계는 역시 TM 파가 된다. 이 영역에서 $T(\theta)$ 는 $\theta = 0$ 부터 2π 간에서 주기적이어야 하며 한정된 값을 가져야 하므로 $T = P_{\nu}(\cos \theta)$ 를 선택하며 biconical 안테나가 $\theta = \pi/2$ 에 대해 대칭이면 $\nu = n$ 은 홀수가 된다.

또 $R(r)$ 은 $r \rightarrow \infty$ 에서 방사 조건을 만족해야 하므로

$$R = \hat{H}_n(kr)$$

을 선택하게 되는데 $H_n(kr)_{r \rightarrow \infty} \rightarrow e^{-jkr}$ 로서 방사조건을 만족한다.

결국 $r > L$ 영역에서의 전자계는 아래와 같아진다.

$$r^2 E_r = - \frac{1}{j2\pi\omega} \sum_{n=1,3,5,\dots} a_n \frac{\hat{H}_n(kr)}{\hat{H}_n(kL)} P_n(\cos\theta), \dots\dots\dots (15a)$$

$$rE_\theta = j\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{a_n}{n(n+1)} \frac{\hat{H}'_n(kr)}{\hat{H}'_n(kL)} \frac{d}{d\theta} P_n(\cos\theta), (15b)$$

$$rH_\phi = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{a_n}{n(n+1)} \frac{\hat{H}'_n(kr)}{\hat{H}'_n(kL)} \frac{d}{d\theta} P_n(\cos\theta) \dots\dots\dots (15c)$$

물론 이 영역에서는 TEM mode가 존재할 수 없다.

(12) 식과 (15) 식에 표시된 전자계 성분은 안테나 경계면 $r=L$ 에서 접선 성분의 전계 및 자계가 연속이어야 한다.

이 경계조건이 진폭계수 A_n 와 a_n 의 관계를 주게 되는데 식

(12)와 (15)에서 볼 수 있듯이 이들 진폭계수를 구하기 위해서는 무한계의 선형방정식 (an infinite system of linear equations)을 풀어야 하며 이는 실질적으로 대단히 어려운 일이다. (4)

C.T.Tai는 J.Schwinger에 의해 제안된 변분법을 Biconical 안테나의 $r=L$ 에서 안테나의 외부영역쪽을 본 아드미턴스 y_t 를 구하는데 적용하였다. (5) 이 끝점 아드미턴스 y_t 는

$$y_t = \frac{I^o(L)}{V(L)} \dots\dots\dots (16)$$

로 정의할 수 있으며 $I^o(L)$ 은 TEM mode 성분의 전류이므로

식(2) 및 (8) 로 부터 H_ϕ 를 구하여 식(9b) 에 대입하여 구하고 $V(L)$ 은 식(12b) 의 E_θ 를 식(9a) 에 대입하여 구한다.

그러나 (12b) 식을 θ 에 관해서 $\theta=\theta_0$ 에서 $\theta=\pi-\theta_0$ 까지 적분 할때 경계조건 (14 식) 때문에 TEM 항을 제외한 모든 TM mode 항 은 영이 된다.

따라서

$$V(r) = V^o(r) \quad \dots\dots\dots (17)$$

이 성립한다.

변분법의 요점은 안테나 경계면 ($r=L, \theta_0 < \theta < \pi - \theta_0$) 에서의 전계 E_θ 값의 불변성에 있다. 즉 y_t 를 직접 구하는 대신 먼저 E_θ 에 대한 적분 방정식을 만들고 이 적분 방정식을 이용하여 y_t 를 경계면의 전계에 대한 미소변분에 대하여 불변하는 식으로 표시하는 것이다.

G.T.Tai 에 의하면

$$y_t = y_{t0} + \sum_\nu S_\nu P_\nu \quad \dots\dots\dots (18)$$

라 하며 y_{t0} 는 안테나 내부영역의 TEM mode 와 안테나 외부영역의 모든 고차 mode ($n=1,3,5,\dots$) 와의 상관작용에 의한 아드미턴스로서

$$y_{t0} = -\frac{j\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\pi Z_0^2} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{(2n+1)P_n^2(\cos \theta_0)}{n(n+1)} \frac{\hat{H}_n(KL)}{\hat{H}'_n(KL)} \quad (19)$$

이고 $S_\nu P_\nu$ 항은 안테나 외부영역의 ν 번째 mode 와 모든 외부 mode 와의 상관작용에 의한 아드미턴스 부분이라 한다.

그런데 이 $S_\nu P_\nu$ 는 y_{t0} 에 비해서 근사적으로 무시할 수 있다.

한편 $r=a$ 즉 급전점에서의 입력임피던스 y_i 는 안테나를 TEM mode 만이 존재하는 전송선으로 가정하여 다음과 같이 구할 수

있다.

$$y_i(a) = \frac{I(a)}{V(a)} = \frac{I^o(a) + \tilde{I}(a)}{V(a)} = \frac{I^o(a)}{V(a)} + \frac{\tilde{I}(a)}{V(a)} \dots\dots\dots (20)$$

여기서 $\tilde{I}(a)$ 는 고차 mode에 의한 전류성분으로서 $a \ll L$ 이면 $\tilde{I}(a) \ll I^o(a)$ 이므로

$$y_i(a) \approx \frac{I^o(a)}{V(a)} = \frac{Z_0 y_t \cos K(L-a) + j \sin K(L-a)}{\cos K(L-a) + j Z_0 Y_t \sin K(L-a)} \dots\dots\dots (21)$$

따라서 y_t 중 $\Sigma S.P.$ 를 무시하면

$$y_i(a) = \frac{Z_0 y_{t0} \cos K(L-a) + j \sin K(L-a)}{\cos K(L-a) + j Z_0 y_{t0} \sin K(L-a)} \dots\dots\dots (22)$$

내
6
C

4. 축소모의 안테나에 대한 측정 및 전자계산

4.1. 1/25 배의 축소 모의안테나를 사용한 측정

그 한쪽이 각각 실제 IDA의 대략 1/25 배인 Biconical 안테나를 만들어서 E면 방사패턴과 급전 임피던스를 측정하였다.

4.1.1. 방사패턴의 측정

이 측정은 편의상 실제 안테나에 있어서의 6MHz와 20MHz에 각각 해당하는 150MHz와 500MHz의 두 주파수에 대해서만 실행하였으며 그 결과는 그림 11, 12와 같다. 또 모의 안테나를 수신안테나로 하고 약 30[m] 떨어진 지점의 수평 편파 yagi 안테나를 송신안테나로 사용하였으며 도중에 전파 차폐망을 설치하여 직접파 이외의 대지 반사파의 수신을 피했다.

그림 11, 12로 부터 biconical 안테나의 절반을 사용한 실물대의 IDA를 사용할 경우 6MHz일때나 20MHz때나 수평면 방향에서의 전파수신이득이 크리라는 것을 알 수 있다. 또 그림에서 송신

안테나쪽을 면한 쪽과 그 반대쪽 ($90^{\circ} \sim 270^{\circ}$ 방향)의 패턴이 약간 다른 것은 모의 안테나가 완전한 대칭형으로는 되어있지 않은데서 유래한 것이라고 생각된다.

4.1.2 급전 임피던스와 VSWR

이 측정은 특성임피던스 $50[\Omega]$, 전기장 $7.7[m]$ 의 RG-8 동축케이블을 급전선으로 하고 아드미턴스 미터를 사용하여 했으며 그 결과로부터 <표 2>와 같이 산출된 IDA의 급전임피던스와 VSWR은 그림 13과 같이 되었다.

그림 13의 결과를 볼때 우선 그 VSWR이 예상했던 것과는 달리 큰 값이 되어 있으므로 해서 이렇게 측정된 급전임피던스가 IDA의 실제 급전 임피던스와는 차이가 있는 것으로 판단되었다.

이것은 실물의 $1/25$ 배로 축소한 모의 안테나라 해도 아직도 상당한 크기를 가지고 있어서 이것을 대지의 영향을 무시할 수 있는 정도로 충분히 높게 설치하지 못한 까닭에 대지의 영향이 작용했을 것이라는 것과 같게 설치한 경우라 해도 아드미턴스 미터와 급전점 간의 동축케이블의 전기장이 상당히 길어져서 (그림 11에서는 $7.7m$) 주파수에 따른 급전 임피던스의 변화에 비하여 측정계의 상태 변화에 따른 전기장의 변동이 비교적 크게 작용하므로써 부실한 실측치가 나오게 된 것으로 풀이 되었다.

따라서 보다 정확한 측정을 위해서는 외국에서도 전례가 있는 $1/40 \sim 1/50$ 배 정도로 축소한 Discone 안테나의 모의 안테나를 만들어서 이것을 금속 수평면 위에 꺼꾸로 세운 IDA를 사용하는 것이 바람직스러운 것으로 판단되었다.

4. 2 $1/50$ 배의 축소 모형의 안테나를 사용한 측정

실제 Discone 안테나의 $1/50$ 배의 것을 수평하게 편 철선망 위에 끼꾸로 세워놓고 그 급전 임피던스의 측정과 VSWR의 계산을 하였다.

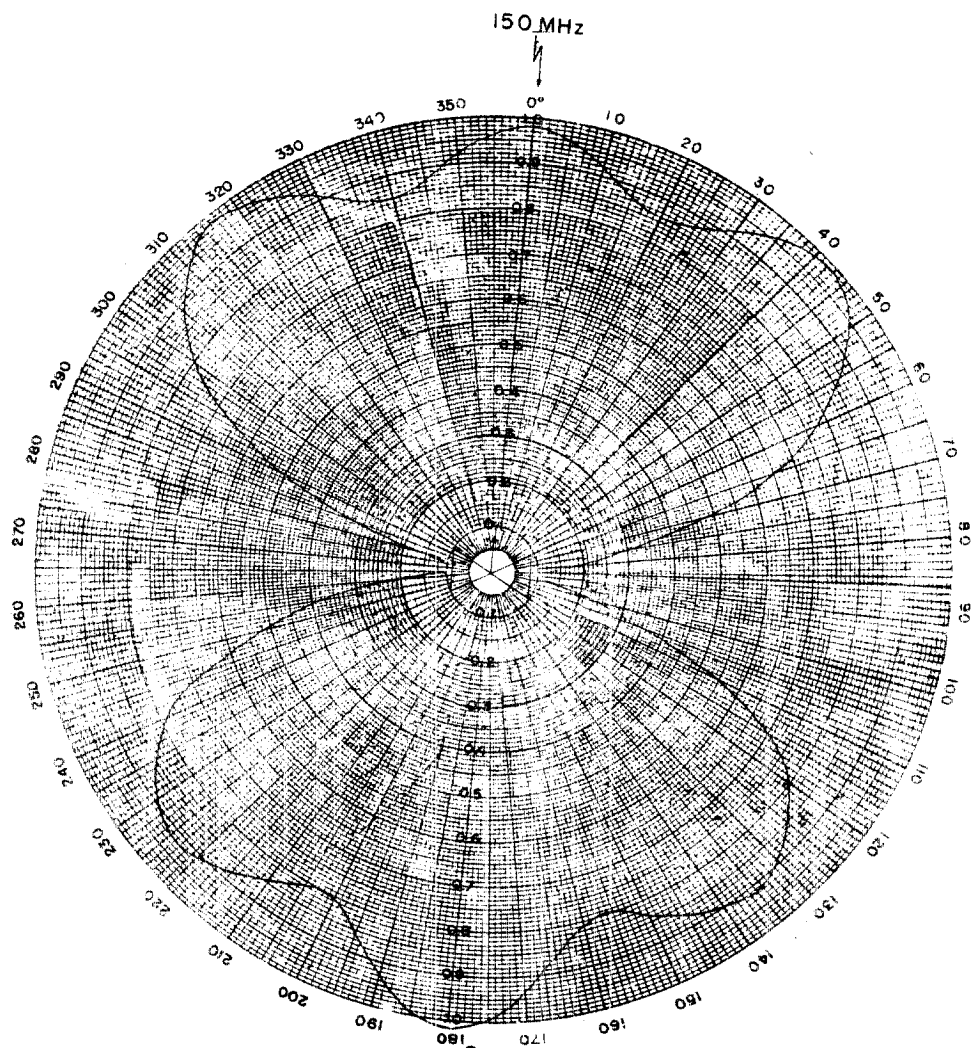


그림 11 축소형 Biconical Antenna
 의 E-plane 패턴 $f = 150 \text{ MHz}$

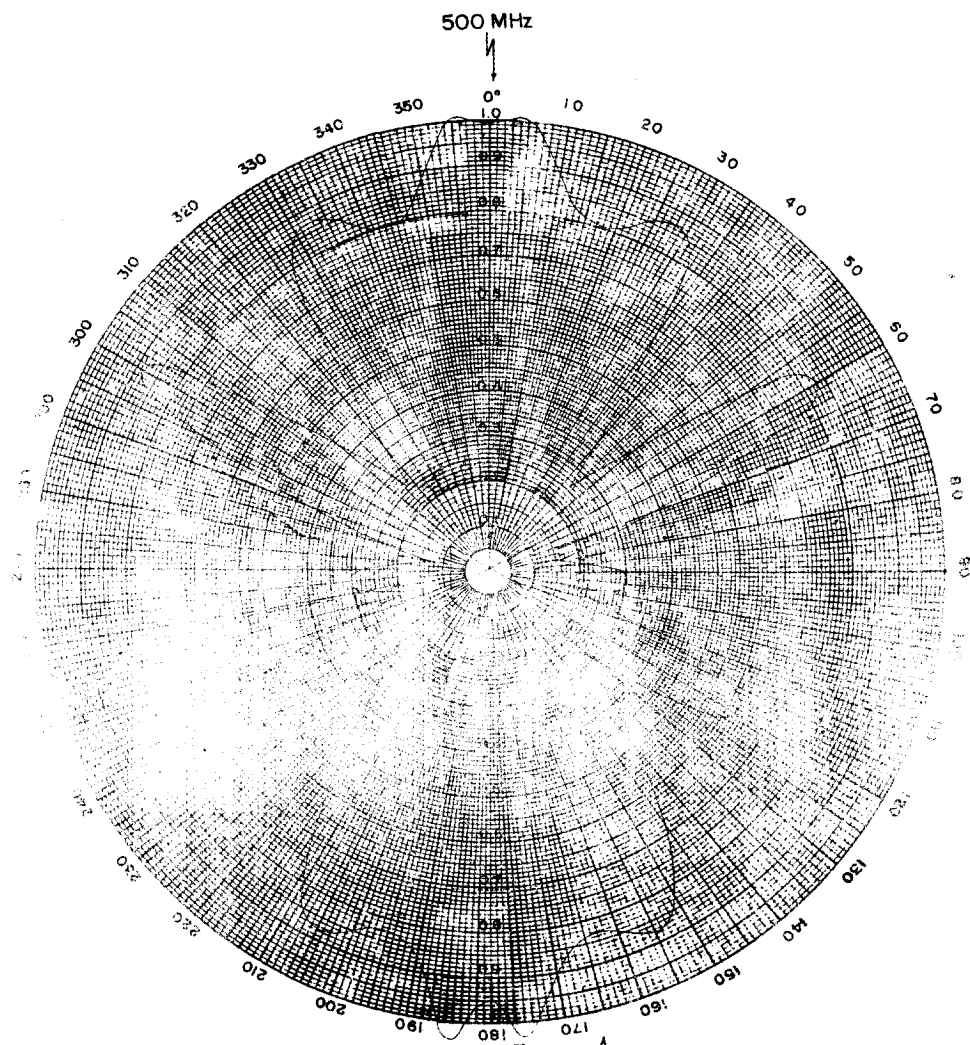


그림 12 축소형 Biconical antenna
의 E-plane 패턴 $f = 500 \text{ MHz}$

Freq [MHz]		ℓ_e in λ	Biconical 안테나				Inverted Discone 안테나			
			$(G_1 \pm jB_1) M$	$(G_1 \pm jB_1) M/20$ $= g_1 \pm jb_1$	Wavelength to Load $\pm 0.5\lambda$	규준화된 임피던스 $\frac{G_1 \pm jB_1}{2 \pm jX_2}$	입력 임피던스	정재 파비	입력 임피던스	
55		1.4117	(11.8 - j9.5)2	1.18 - j0.95	0.1720 0.3337	1.05 + j0.945	0.525 + j0.4725	2.235	52.5	$(2 \pm jX_2) \cdot 50$
100		2.5666	(7.3 + j3.5)1	0.365 + j0.175	0.4685 0.2851	2.12 + j1.05	1.06 + j0.525	2.8	106	+ j47.25
150		3.850	(16.7 + j2.7)3	2.475 + j0.405	0.262 0.362	0.76 + j0.848	0.38 + j0.424	2.62	38 + j42.4	+ j52.5
200		5.1333	(6.0 + j2.6)1	0.3 + j0.13	0.4773 0.3606	0.64 + j0.976	0.32 + j0.488	3.38	32 + j48.8	
250		6.416	(15.5 - j1.2)3	2.325 - j0.18	0.244 0.41	0.6 + j0.53	0.3 + j0.265	2.28	30 + j26.5	
300		7.700	(6.5 + j1.7)1	0.325 + j0.085	0.4852 0.4352	0.38 + j0.378	0.19 + j0.189	3.05	19 + j18.9	
350		8.9833	(8.5 + j1.8)1	50.6375 + j1.035	0.3565 0.0898	0.365 - j0.57	0.183 - j0.285	3.8	18.3 - j28.5	
400		10.2666	(7.3 + j4.5)1	0.365 + j0.225	0.4595 0.4761	0.35 + j0.135	0.175 + j0.0675	2.9	17.5 + j6.8	
450		11.550	(11.5 - j7.1)3	1.725 - j1.065	0.202 0.002	0.37 - j0.015	0.185 - j0.0075	2.66	18.5 - j0.75	

Frequency (MHz) in λ_c	$(G_1 \pm jB_1)_M$	$(G_1 \pm jB_1)_M / 20$ $= g_1 \pm jb_1$	Wave length to Load + ℓ_e + 0.25-05n	귀중화면 입력 임피던스 $r_2 \pm jx_2$	$\frac{r_2 \pm jx_2}{2}$	VSWR	$(r_2 \pm jx_2) \cdot 50$
500 12.833	(8.2 + j7.8)1	0.42 + j0.39	0.432 0.015	0.364 - j0.085	0.182 - j0.0425	2.76	18.2 - j4.25
550 14.1666	(18.9 - j10.3)2	1.89 - j1.03	0.2116 0.1282	0.67 - j0.76	0.335 - j0.38	2.64	33.5 - j38
600 15.4	(7.0 + j4.1)1	0.35 + j0.205	0.4641 0.1141	0.54 - j0.71	0.27 - j0.355	2.95	27 - j35.5
650 16.6833	(15.8 - j13.6)2	1.58 - j1.36	0.1955 0.128	0.62 - j0.83	0.31 - j0.415	3.05	31 - j41.5
700 17.9666	(7.1 + j7.9)1	0.355 + j0.395	0.4341 0.1501	0.75 - j1.03	0.375 - j0.515	3.3	37.5 - j51.5
750 19.25	(8.0 - j11.0)2	0.4 - j0.55	0.089 0.089	0.4 - j0.55	Q 2 - j0.275	3.34	20 - j27.5
800 20.5333	(7.1 + j9.0)1	0.355 + j0.45	0.427 0.2103	2.08 - j1.57	1.04 - j0.785	3.46	104 - j78.5
850 21.8167	(9.0 - j13.7)1	0.45 - j0.685	0.1068 0.1735	1.025 - j1.35	0.512 - j0.675	3.44	51.25 - j67.5
900 23.100	(5.5 + j1.6)1	0.275 + j0.08	0.4868 0.3368	0.85 + j1.28	0.425 + j0.64	3.7	42.5 + j64
950 23.3833	(9.3 - j15.8)1	0.465 - j0.79	0.1172 0.2502	3.66 + j0.04	1.83 + j0.04	3.68	183 + j4

그림 13(a) 축소비 1/25, 적각 45°의 biconical 안테나에서 계산한

Inverted Discone 안테나의 입력 임피던스

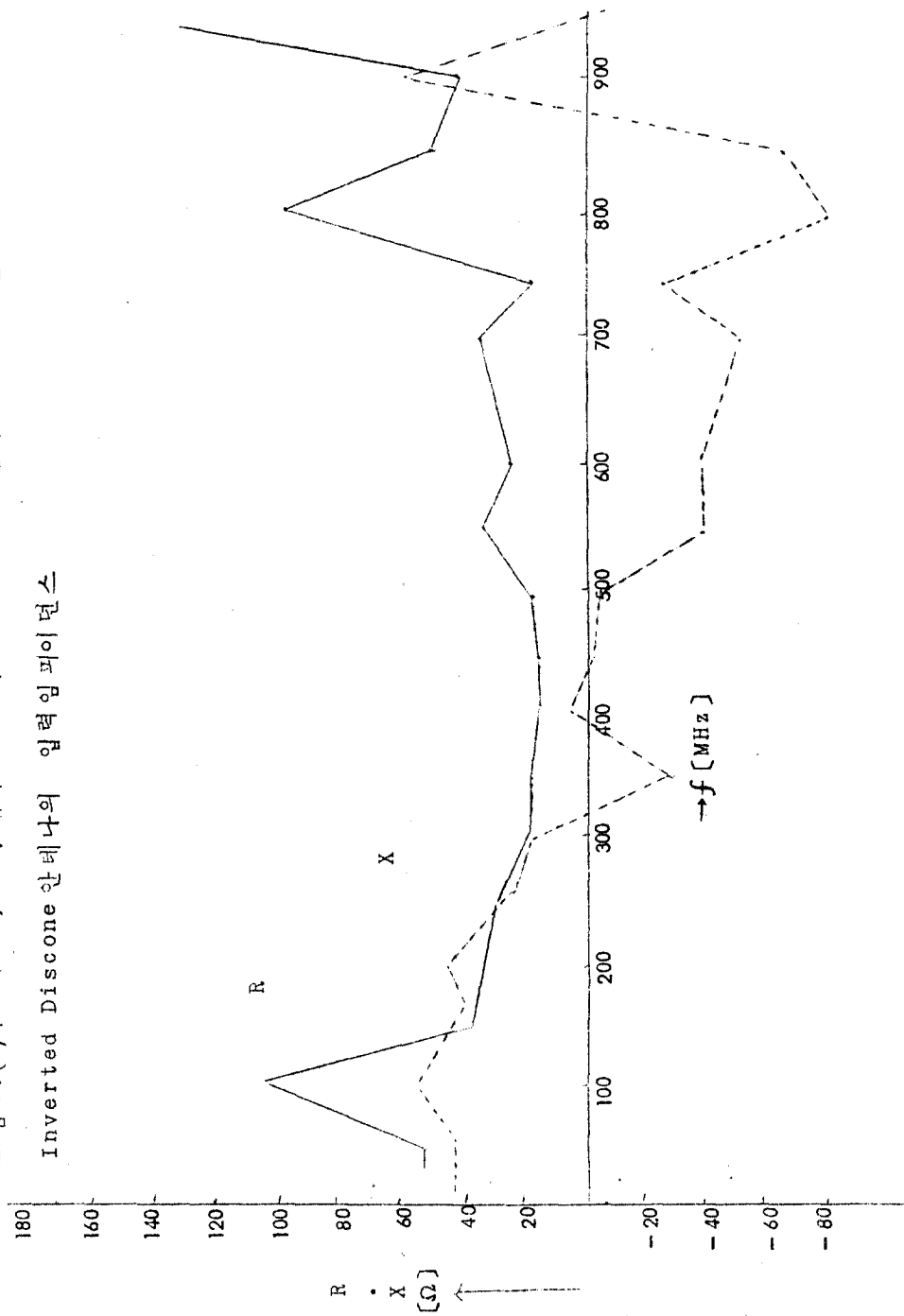


그림 13 (a) $1/25$, 45° 의 circular anapole에서 계산한

Inverted Discone 안테나의 VSWR

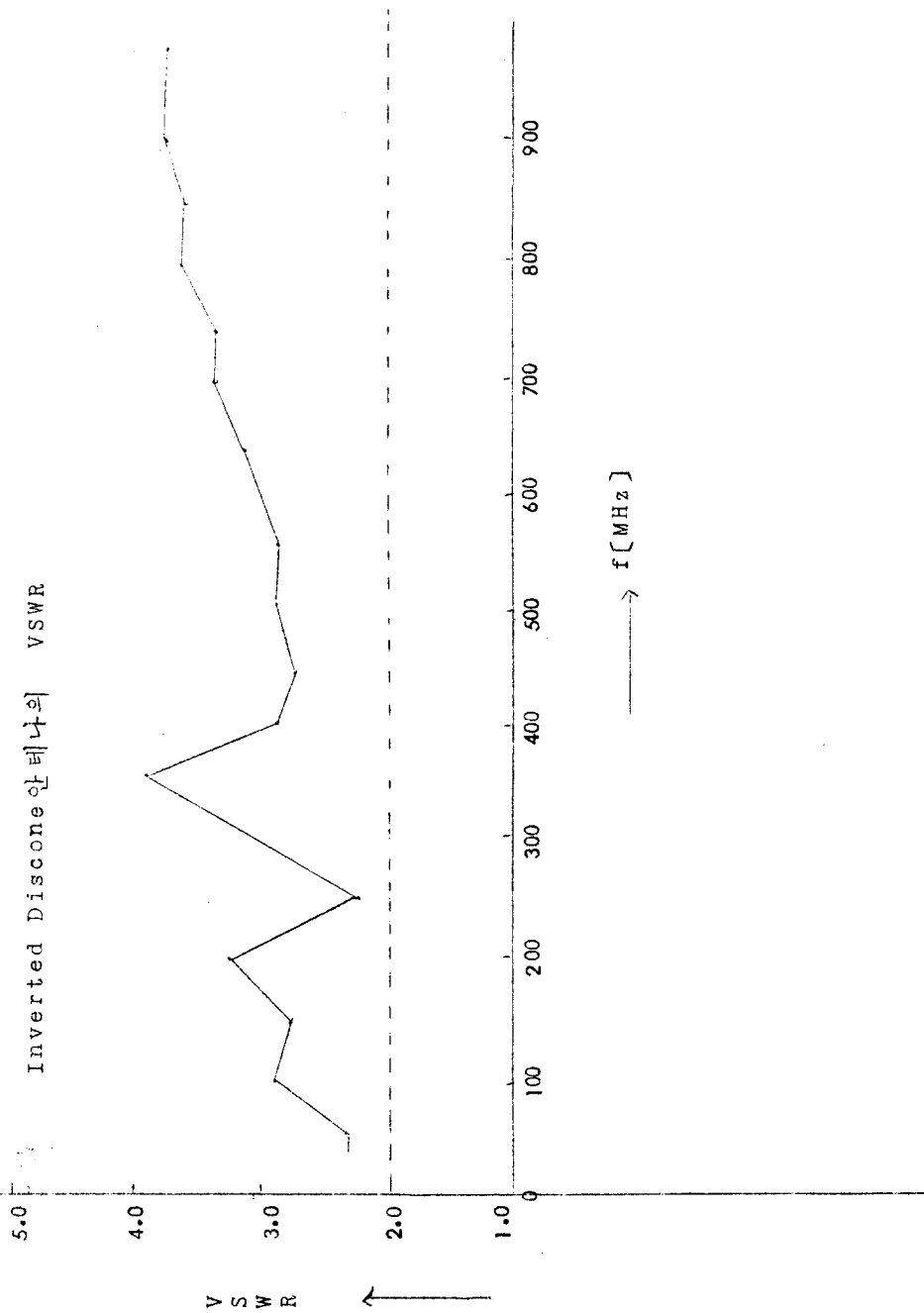


그림 14는 실제안테나를 1/50 배로 축소한 사진 1과 같은 모의 안테나에 대한 측정치와 식 (20)의 y_i 표현을 이용하여 위의 경우에 대한 $z_i = 1/y_i$ 을 KIST의 CDC 6600으로 전자계산한 결과를 나타내고 있다. 입력저항의 실험치가 대체로 60 [Ω]인 이론치와 대략 일치하고 있음을 볼 수 있는데 높은 주파수부분에서 약간 높아지고 있고 또 리액턴스의 변화가 높은 주파수 부분에서 (+)쪽으로 치우친 것은 모의 안테나의 급전점 부분이 정확히 실제 안테나의 1/50 배로 축소되지 못한점, 원형 나무틀의 휘임으로 각 도선의 길이가 균일치 않은 점 및 급전선의 전기장이 실제보다 좀 길게 잡혀진데서 오는 것으로 생각된다. VSWR의 측정치와 이론치가 약간 상이한 것도 위의 이유에서라고 생각된다.

식(1)은 원주각 θ_0 의 무한히 긴 Biconical 안테나의 입력임피던스를 주는 식이지만 유한의 길이에서 썰린 실제안테나도 높은 방사 주파수에 대해서는 근사적으로 무한한 길이를 가진 것으로 볼 수 있으므로 유한의 길이를 가진 IDA의 높은 주파수에 대한 입력임피던스를

$$Z_i \approx 60 \ln \cot\left(\frac{1}{2}\theta_0\right) \quad \text{----- (23)}$$

으로 표시할 수 있을 것이다.

윗식에서 $\theta_0 = 37^\circ$ 로 하면 대략 $Z_i = 75 [\Omega]$ 이 되는데 이를 확인하기 위하여 각도선의 길이를 실제안테나의 1/50 배로 하고 그 정각을 약 35° 로 한 축소형 IDA를 만들어 계산 및 측정을 하였던 바 그림 15와 같은 결과를 얻었다.

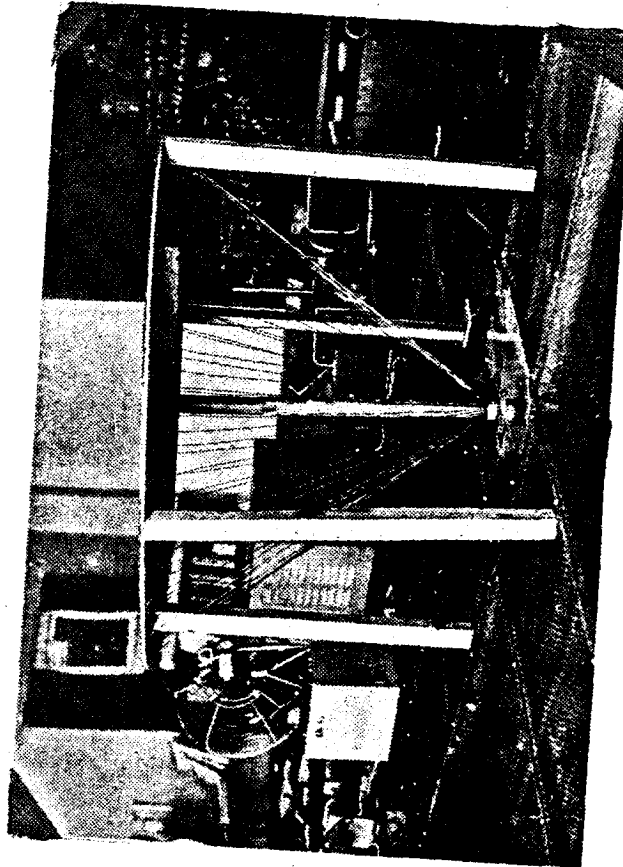


사진 1. $1/50, 37^\circ$ 축소형 IDA.

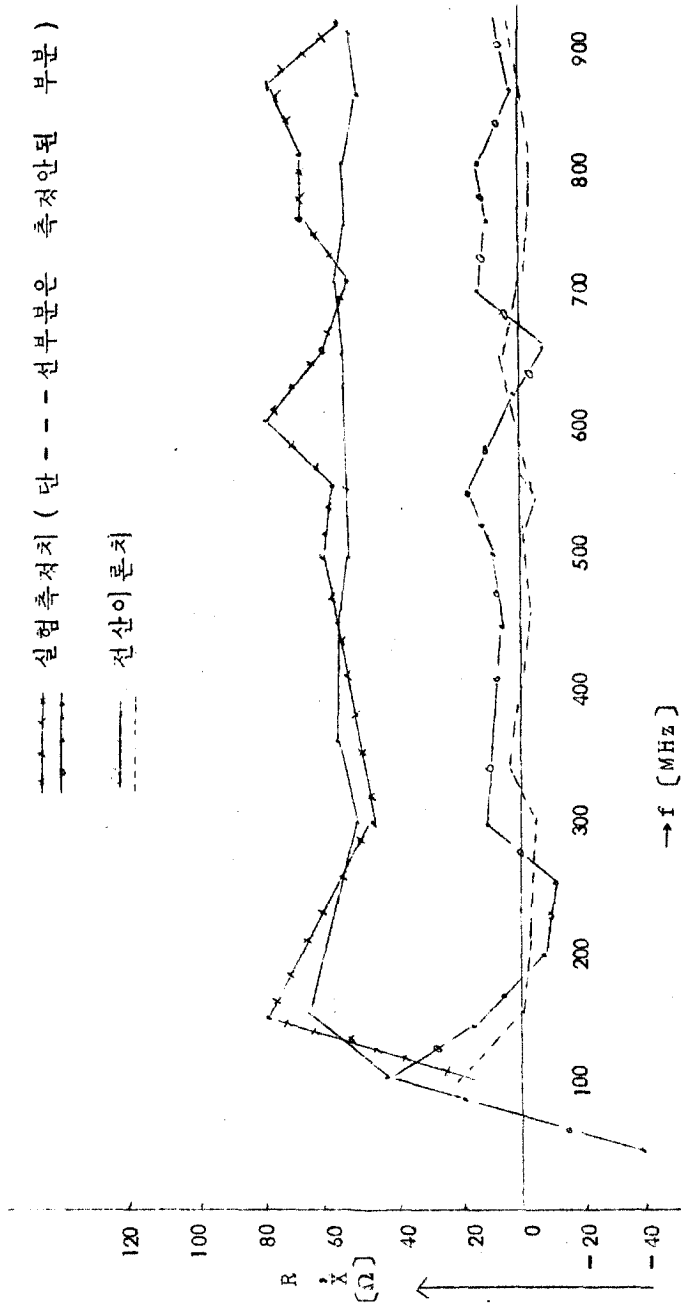


그림 14 (a)
 축소비 1/50, 적각 (頂角) 45° 의 Inverted Disc에 대한
 입력 임피던스

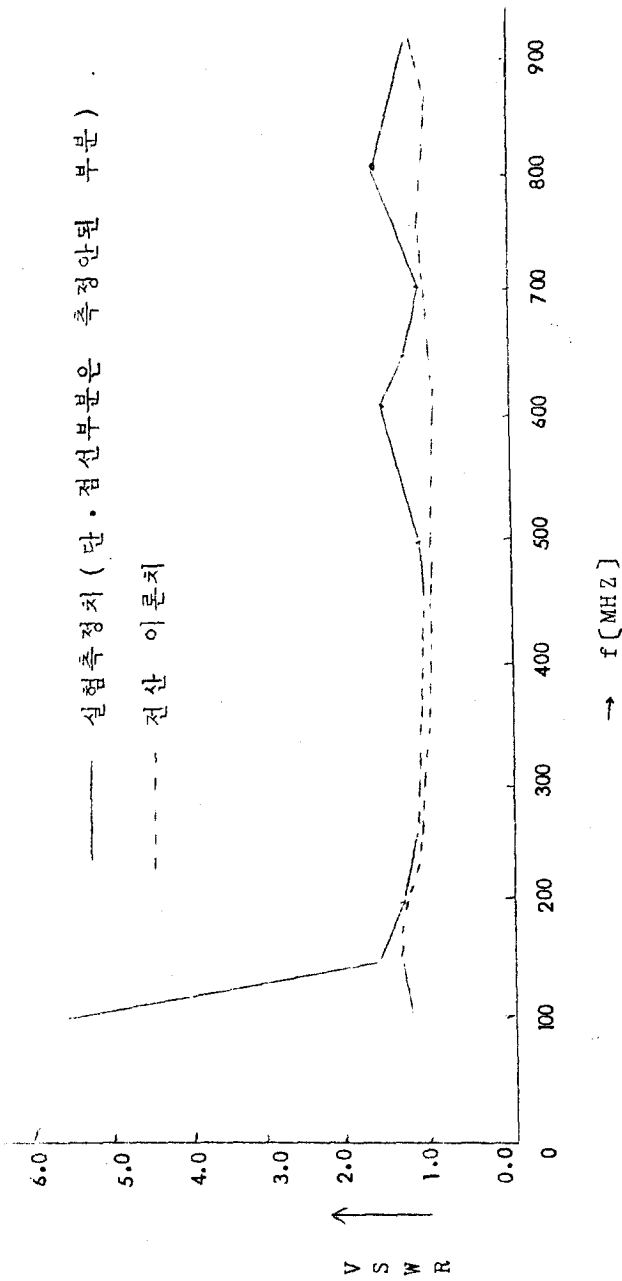


그림 14 (b)

축소비 1/50, 각도 45°의 Inverted

Discs 안테나의 VSWR

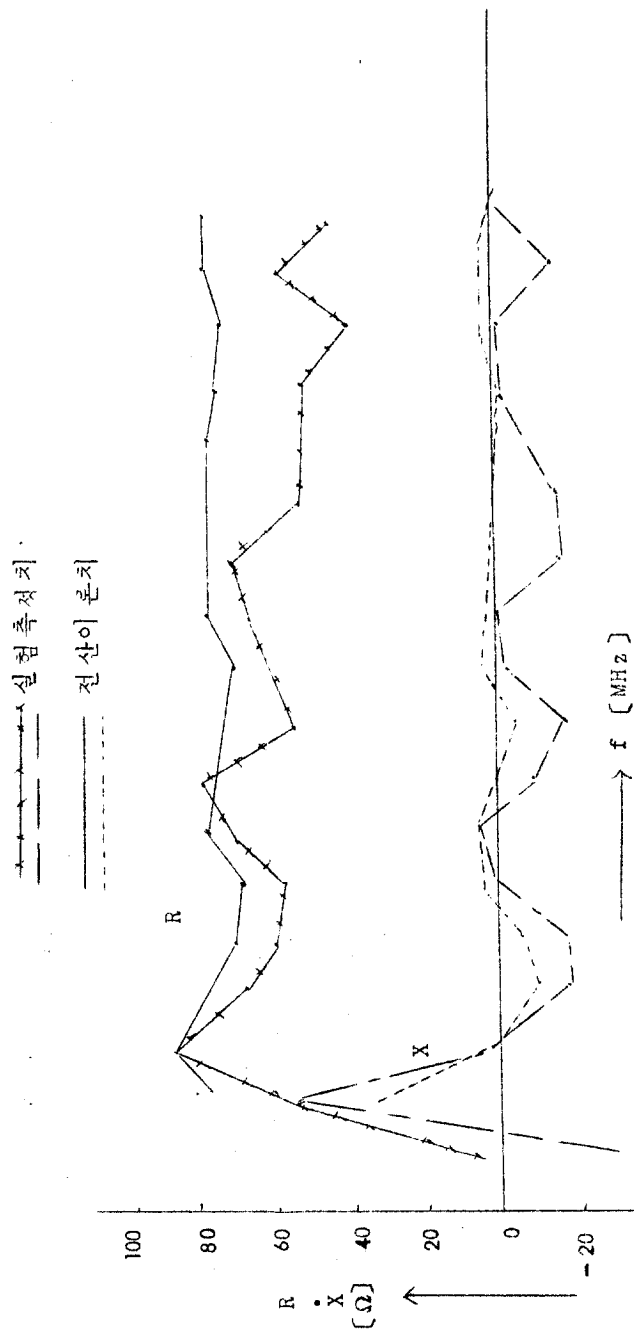


그림 15 (a)

축소비 1/50, 적각 $34^{\circ} 14'$ 의 Inverted Disc

안테나의 입력 임피던스

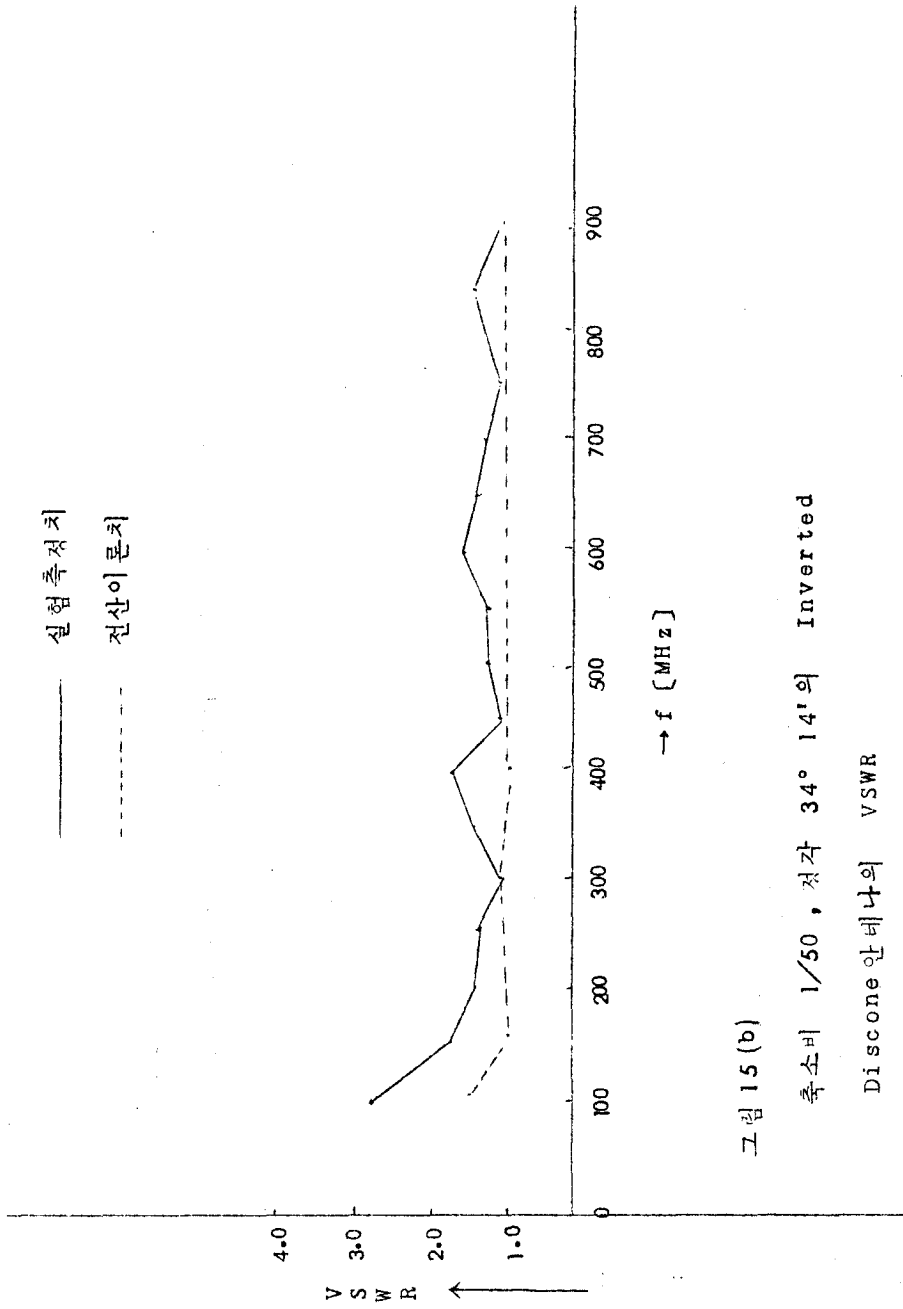


그림 15 (b)

축소비 1/50, 적각 34° 14'의 Inverted

Discone 안테나의 VSWR

측정된 입력저항과 리액턴스가 대체로 이론치에 따라서 변화하고 있으나 높은 주파수 부분에서 저항이 좀 내려가고 리액턴스가 (-) 쪽으로 치우친 것은 급전선의 전기장이 좀 짧게 잡혀진데서 오는 것으로 생각된다.

이 모의 안테나는 처음에 예측한 것보다는 약간 낮은 대략 70 [Ω]의 입력저항을 나타내고 있다.

이것은 입력임피던스의 이론계산이 근사적으로 행하여진 것에도 원인이 있다고 생각된다.

이로부터 제 4장의 전자계산법에 의하여 대략적인 입력임피던스의 계산을 할 수 있으나 실제 안테나의 입력저항은 그보다 조금 작은 값이 된다고 추측된다.

그림 14(a)에서 실물안테나의 VSWR에 대한 근사이론식(20)에 의한 전자계산치와 실험측정치간에 약간의 차가 존재하는 것도 이론식의 근사도가 약간 낮은데 그 원인이 있다고 생각되나 근사도를 높이는데 막대한 계산이 뒤따라야 하므로 식(20)에 의하여 대략적인 계산을 할 수 밖에 없다고 생각된다. 그림 14(b)는 실물대의 IDA에 대한 전자계산결과이며 입력저항이 55 [Ω] 이상으로 나타나 있음을 볼 수 있다.

위에서 정각 $34^\circ 14'$ 의 Inverted Discone Antenna에 대한 입력임피던스를 전자계산하였지만 우리가 당면하고 있는 안테나는 그림 17과 같은 일정한 원추각의 원추면상에 등간격으로 쳐진 여러가닥의 전선으로 된 IDA이다.

따라서 그림 17과 같은 소선의 집합으로 된 biconical 형과 등가한 원추형 biconical 안테나의 정각, ϕ_{eff} 를 알수만 있다면

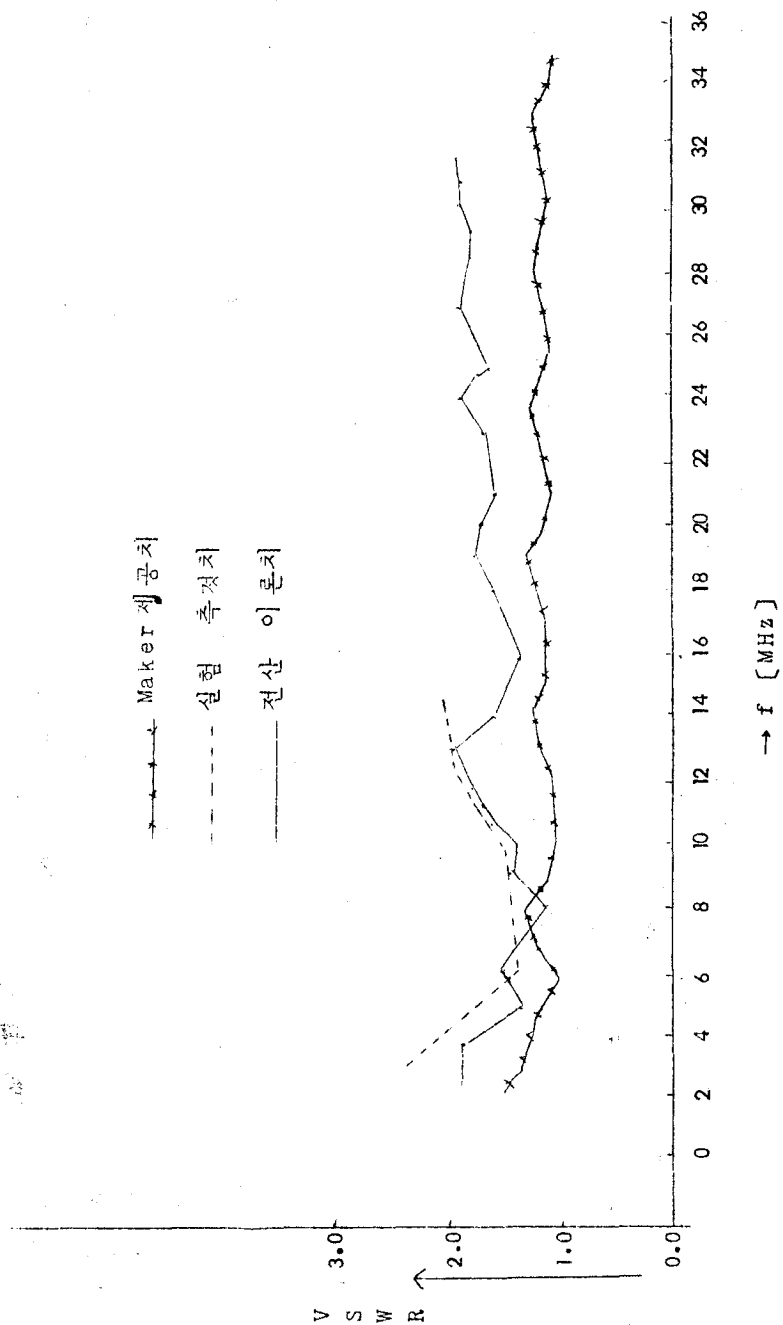


그림 16(a)

실물대, 코온의 평균 모선의 길이 3231 cm

$N=60$, 각각 $45^\circ 22'$ ($\phi_{eff} = 41.77^\circ$) 때의 VSWR.

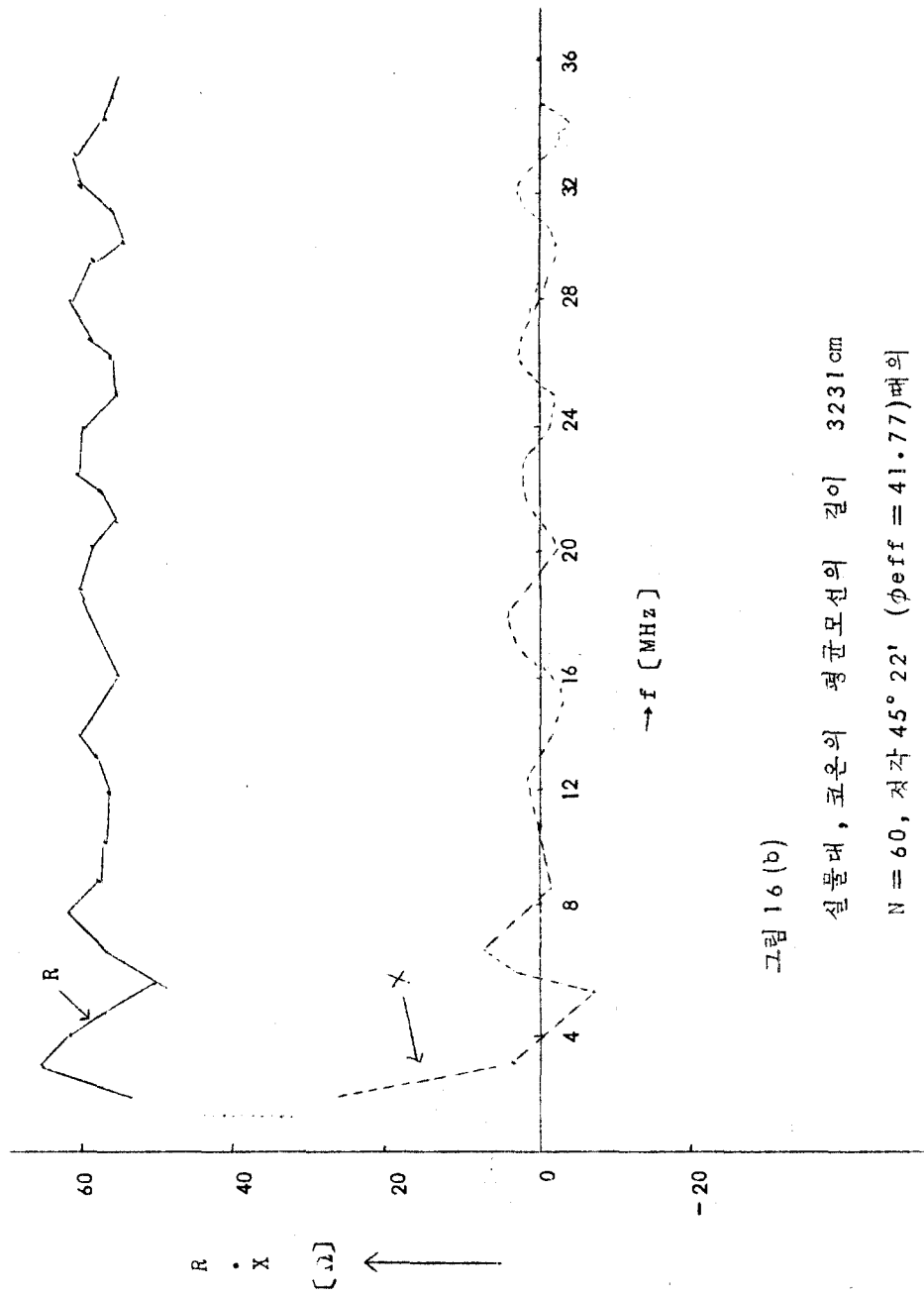


그림 16 (b)

실물대, 코운의 평균모선의 길이 3231 cm

$N = 60$, 적각 $45^\circ 22'$ ($\phi_{eff} = 41.77$)때의

입력 임피던스

정 추자 ϕ_{eff} 의 biconical 안테나의 입력 임피던스를 전장의 계산식에 의해서 구한 다음 그의 $1/2$ 개를 취함으로 주어진 다소선 (多素線) 형 IDA의 입력 임피던스를 구할 수 있다.

Schelkunoff에 의하면 그림 17 과 같은 Conical cage에 대해서

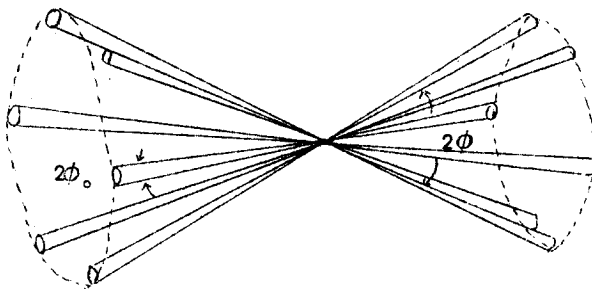


그림 17 Conical cage

$$\tan\left(\frac{1}{2}\phi_{eff}\right) = \tan\left(\frac{1}{2}\phi\right) \left\{ \frac{n \tan\left(\frac{1}{2}\phi_0\right)}{\tan\left(\frac{1}{2}\phi\right)} \right\}^{\frac{1}{n}} \dots\dots\dots (24)$$

의 관계가 성립한다. (2)

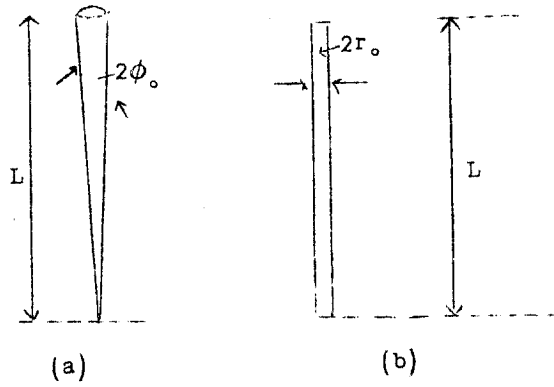


그림 18 안테나 소선의 모양

(a) 원추형 (b) 원통형

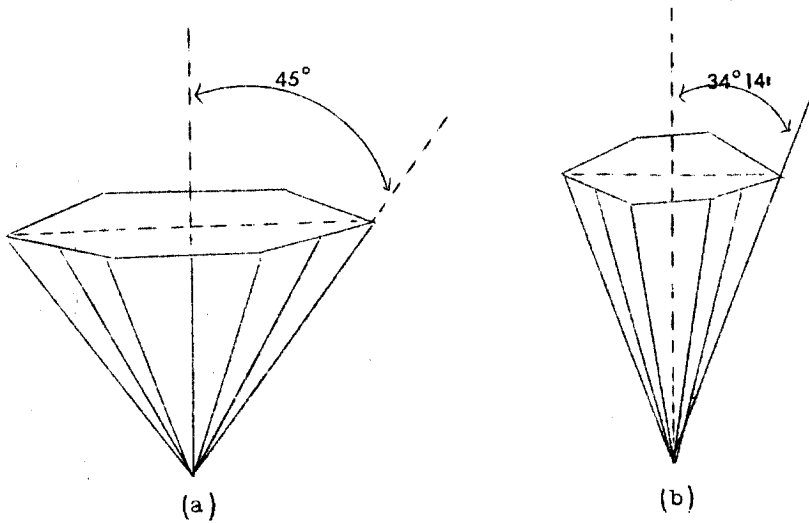


그림 19 축소비 1/50 의 모의 IDA

(a) $N=60$, $\phi=45^\circ$ (b) $N=60$, $\phi=34^\circ 14'$

이 경우는 안테나 소선이 그림 18(b)의 모양을 하고 있으므로

$$\phi_0 \cong \frac{r_0}{L} \dots\dots\dots (25)$$

로 생각한다.

위와 같은 근거에 입각해서 길이의 축소비가 약 $1/50$ 이며 소선수(N)가 60 원추각(ϕ)이 45° 인 그림 19(a)와 원추각이 $34^\circ 14'$ 인 그림 19(b)의 모의 안테나에 대해서 계산한 결과를 그래프화 한 것이 그림 14 와 15 의 실측결과다. 참고로 이 계산은 한국과학기술연구소의 CDC 6600 으로 하였으며 사용프로그램은 연구소에 보관되어 있다.

여기서 같은 프로그램에 의하여 실물대의 안테나 소선의 길이 L 을 2651, 3083, 및 3750 [Cm]로 했을 경우에 대해서 $N=30, 36, \dots\dots 60$ 과 $\phi = 30, 35, \dots\dots 60^\circ$ 및 $f = 2, 3, \dots\dots 35$ MHz로 변화하면서 입력임피던스를 계산하고 그 결과를 정리하므로써 그림 20 ~ 22 와 같은 최적범위 (우측빗금의 범위) 를 얻었다.

이 밖에도 동상의 전자계산결과에 의한다면 입력저항은 도선의 길이 L 의 변화에 대해서는 별로 변화하지 않고 정각이 작을수록 높아지고 또 정각이 일정할 때에는 소선수가 작을수록 ϕ_{eff} 가 작아져서 입력저항이 높아지는 결과가 나타났다.

만약 이것이 사실이라면 그림 21(b)에서 정각을 약 35° 로 하고 N 을 60~40으로 할때 입력저항 75 [Ω]의 것을 얻을 수 있을 뿐만 아니라 소선수를 줄여감에 따라서 입력저항이 보다 높아질 것이므로 이것을 실험적으로 확인해 보기 위하여 도선의 길이가 3,083 [Cm.]의 $1/50$ 배인 축소안테나를 정각 45° 의 것과 35°

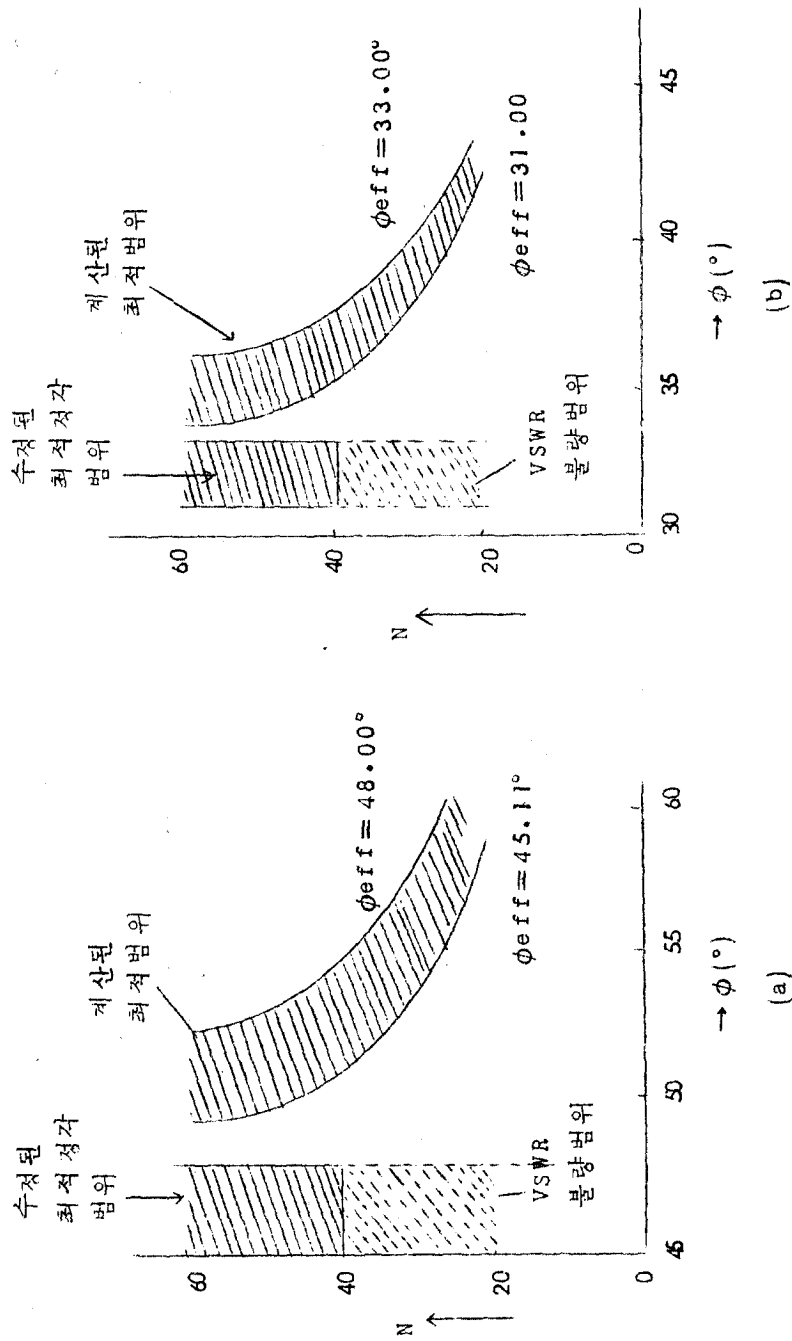


그림 20. $L = 2,651[\text{cm}]$ 일때의 최적범위
 (a) 입력저항 $50[\Omega]$ 용 (b) 입력저항 $75[\Omega]$ 용

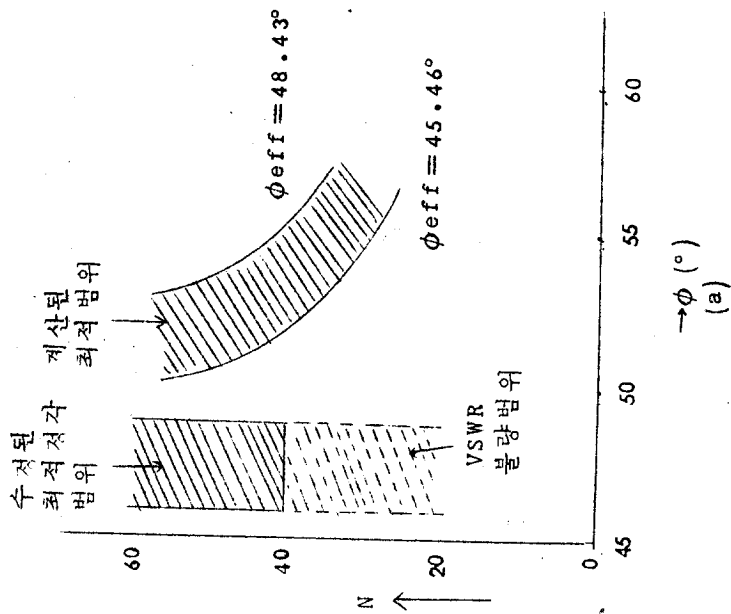
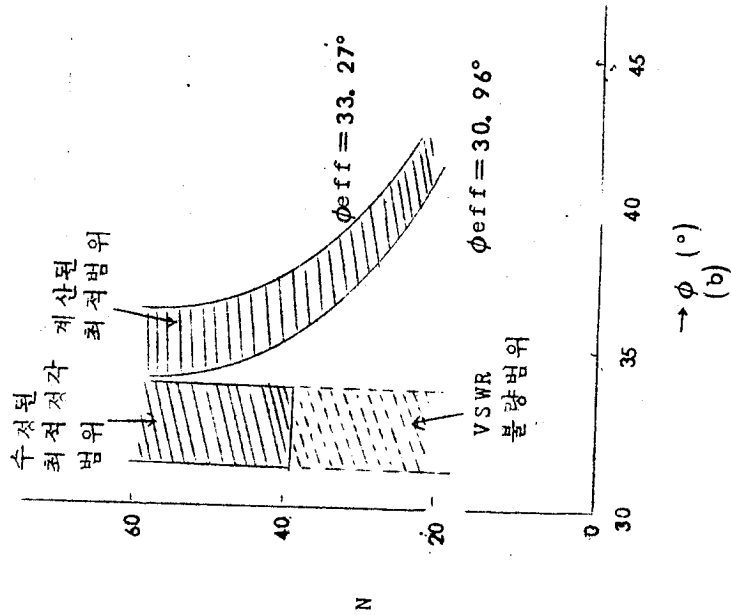


그림 22. $L=3.750$ [cm] 일 때의 최적범위



(a) 입력저항 $50 [\Omega]$ 용 (b) 입력저항 $75 [\Omega]$ 용

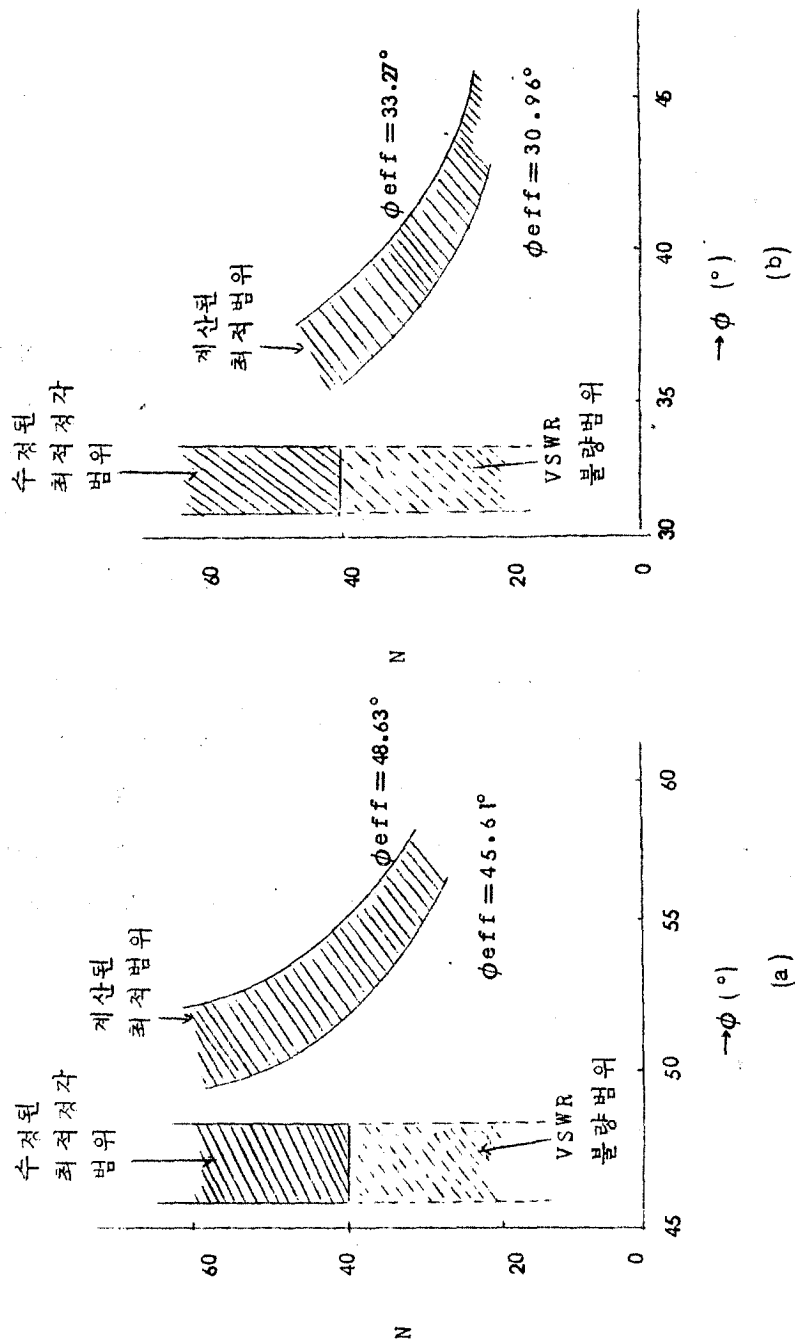


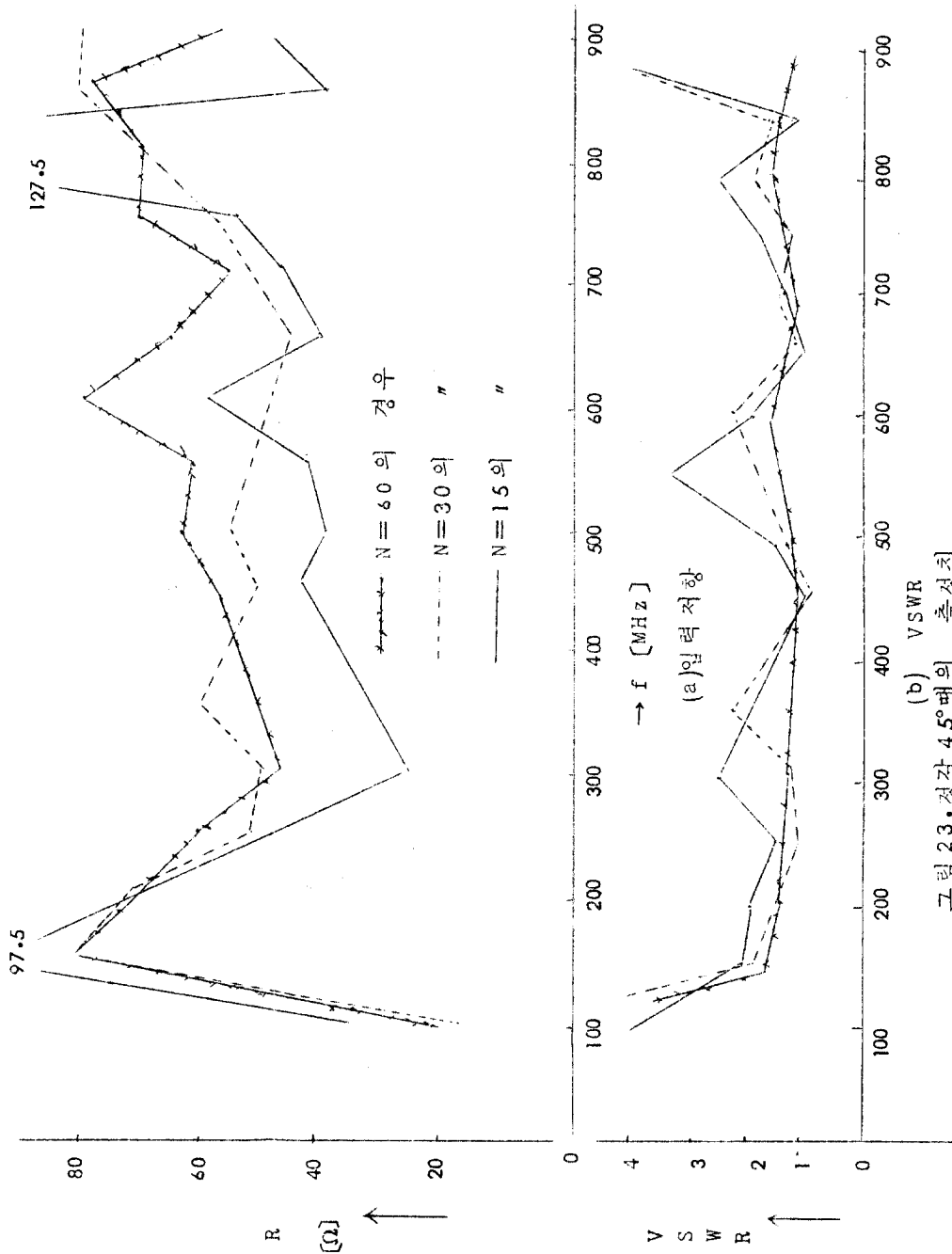
그림 21. $L = 3.083[\text{cm}]$ 일때의 최적 범위
 (a) 입력저항 $50[\Omega]$ 용 (b) 입력저항 $75[\Omega]$ 용

의 것 두가지로 만들고 N 을 처음 60에서 부터 절반씩 줄여가면서 즉 $N=30, N=15$ 로 하여서 각기 경우에 대한 입력저항과 VSWR을 측정하였었다.

그림 23과 24는 그중 입력저항과 VSWR의 변화만을 나타낸 것이다.

그런데 그림 23과 24의 측정결과에 의하면 동일한 정각에 대해서는 소선수가 변화하여도 입력저항은 거의 변화하지 않으며 소선수가 작아질수록 VSWR가 현저하게 커짐을 알 수 있다.

즉 Schelkunoff에 의한 ϕ_{eff} 식 (24)는 실제에 있어서 적용될 수 없음이 판명되었다. 따라서 ϕ_{eff} 를 전제로 한 그림 20~22의 적용범위는 실용상 의미가 없으며 각 한계를 이루고 있는 ϕ_{eff} 값에 같은 ϕ 의 범위 즉 예를 들어 그림 21(a)의 경우에는 $\phi_{eff} = 48.63^\circ \sim 45^\circ \sim 45.61^\circ$ 이므로 $\phi = 48.63^\circ \sim 45.61^\circ$ 의 범위를 최적범위로 간주해야 할 것으로 생각하며 그림에서는 이 부분에 좌측 빗금을 긋고 수정된 최적정각 범위로 나타내고 있다. 그러나 이것은 어디까지나 입력 저항만에 착안한 결과일 뿐이며 VSWR이 나빠지는 것을 감안한다면 N 을 약 40 이상으로 하여야 된다고 하겠다.



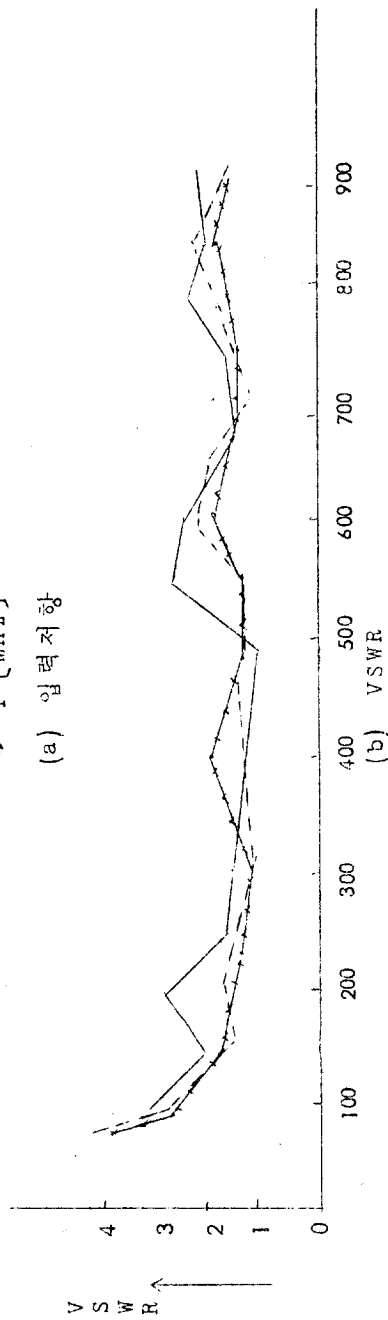
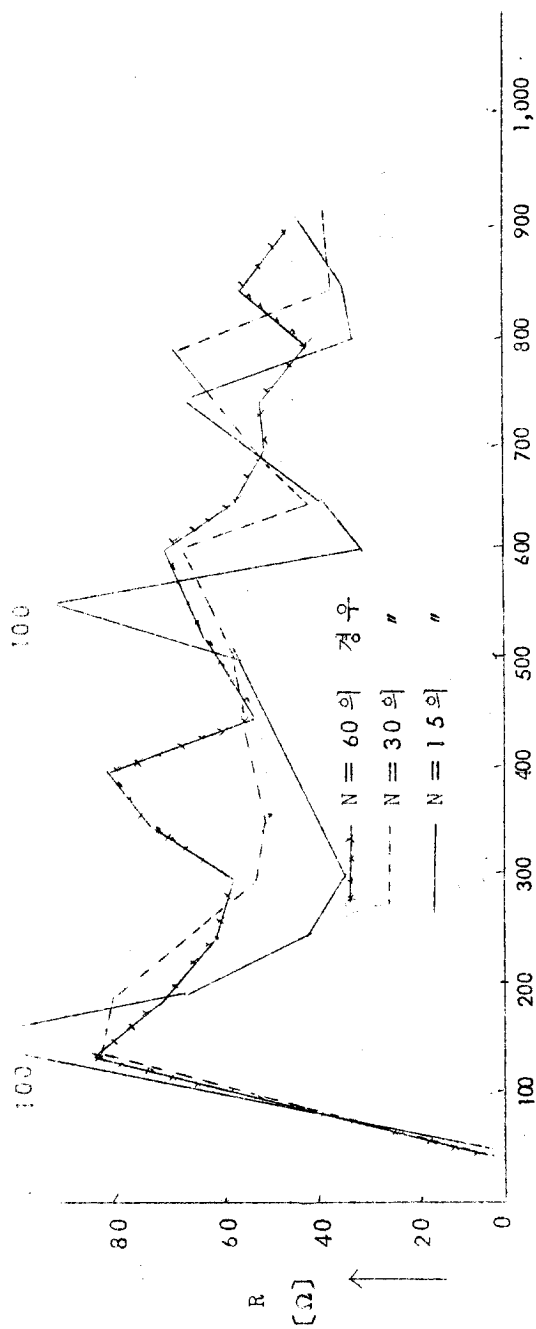


그림 24. 각각 35° 때의 측정치

```

PROGRAM ANTENNA( INPUT,OUTPUT)
DOUBLE Z,D
REAL L,IVL,IPSI,IVF,IVN
DIMENSION Y(20)
COT(X)=COS(X)/SIN(X)
PAI=3.141592653589E 00 $ C=3.E 10
READ 21,A
READ 22,L,FVL,IVL
READ 22,PSI,FPSI,IPSI
      FREQUENCY UNIT MHZ
READ 22,F1,FVF,IVF
26 CONTINUE
RADIN=PAI * PSI/180.
COSRAD=COS(RADIN)
XK=120.* ALOG( COT(RADIN/2.))
PRINT 8
PRINT 42,L,A,PSI,XK
F=F1
24 FREQ=1.E 06 * F
Z=2.* PAI * FREQ * L/C
D=2.* PAI * FREQ * (L-A)/C
HSUMRE=0.
HSUMIM=0.
DO 3 N=1,7,2
NN=N-1
NNN=N+1
CALL HANKEL(N,Z,AHNZRE,AHNZIM)
CALL HANKEL(NN,Z,BHNZRE,BHNZIM)

HNZRE=Z * AHNZRE
HNZIM=Z * AHNZIM
HNZPRE=Z * BHNZRE-FLOAT(N) * AHNZRE
HNZPIM=Z * BHNZIM-FLOAT(N) * AHNZIM

HNZR= ( HNZRE * HNZPRE+HNZIM * HNZPIM)/(HNZPRE * * 2+HNZPIM * * 2)
HNZI= ( HNZPRE * HNZIM-HNZRE+HNZPIM)/(HNZPRE * * 2-HNZPIM * * 2)
CALL XLEP(Y,COSRAD,NNN)
HN2=2.* * FLOAT(N)+1.
HN1=FLOAT(N) * * (FLOAT(N)+1.)
HN21=HN2/HN1
HN21Y=HN21 * * Y(NNN) * * 2
HN21YR=HN21Y * * HNZR
HN21YI=HN21Y * * HNZI
HSUMRE=HSUMRE+HN21YR
HSUMRE=HSUMRE+HN21YI

```

```

HSUMIM=HSUMIM+HN21YI
3 CONTINUE
YTOX2R=377.* HSUMIM/PAI
YTOX2I=-377.* HSUMRE/PAI
YTR=YTOX2R/(XK*XK)
YTI=YTOX2I/(XK*XK)
YIR2=XK*YTR*DCOS(D)
YII2=XK*YTI*DCOS(D)+DSIN(D)
YIR1=DCOS(D)-XK*YTI*DSIN(D)
YII1=XK*YTR*DSIN(D)
ZIR=(YIR1*YIR2+YII1*YII2)*XK/(YIR2*2+YII2*2)/2.
ZII=(YIR2*YII1-YIR1*YII2)*XK/(YIR2*2+YII2*2)/2.
Z01=ZIR+50.*Z02=ZIR-50.
ZOR=(Z02*Z01+ZII*2)/(Z01*2+ZII*2)
ZOI=(Z01*ZII-Z02*ZII)/(Z01*2+ZII*2)
VSWR1=(1+SQRT(ZOR*2+ZOI*2))/(1-SQRT(ZOR*2+ZOI*2))
Z03=ZIR+75.*Z04=ZIR-75.
ZOX=(Z04*Z03+ZII*2)/(Z03*2+ZII*2)
ZOY=(Z03*ZII-Z04*ZII)/(Z03*2+ZII*2)
VSWR2=(1+SQRT(ZOX*2+ZOY*2))/(1-SQRT(ZOX*2+ZOY*2))
PRINT 89,F,ZIR,ZII,VSWR1,VSWR2
IF(IVF-0.) 23,4,23
23 F=F+IVF
IF(F-FVF) 24,24,4
4 CONTINUE
IF(PSI-0.) 25,5,25
25 PSI=PSI+IPSI
TF(PSI-FPSI) 26,26,5
5 CONTINUE
IF(IVL-0.) 27,6,27
27 L=L+IVL
IF(L-FVL) 26,26,7
7 CONTINUE
8 FORMAT(1H1,9(/),T37,42H=INV.DI SCONE ANT.INPUT IMPEDANCE=
1 T37,42H -----)
42 FORMAT(/70X,2HL=F,8.2,8HCM 2HA=F,6.2,2HCM/
170X,5HGAK=,
2F6.2,8HDO 2HK=E15.8/)
89 FORMAT(9X,6HFREQ.=,F8.2,10H MHZ ZI=F,9.3,4H +J,F7.3,3X,13HVSWR1
1(TO 50)=,F5.3,4X,13HVSWR2(TO 75)=,F5.3)
21 FORMAT(10X,2F10.0)
22 FORMAT(10X,3F10.0)
STOP
END

```

있도록 하였다.

(9) 41 ~ 80 컬럼에는 다른 코멘트를 기입할 수 있게 만들었다.

이상을 요약하면 다음 도표와 같다.

<표 3> 카드 사용 방법

변 수	카드입력순위	1~10컬럼	11~20 컬럼	21~30 컬럼	31~40 컬럼	41~80 컬럼	비 고
A	1	A 값을 알아 볼 수 있게 표시	A의 수치를 소수점으로 기입	필요에 따라 다른 표시를 함	필요에 따라 다른 표시를 함	좌 동	[Cm]
L	2	소선의 길이 L임을 표시	L의 수치를 기입 (변경할 때는 최초치)	최종치	변화량의 증분치를 기입	필요에 따라 다른 표시 기입	[Cm]
PSI	3	소선의 기울기 값을 표시	"	"	"	"	도
PREQ	4	주파수 값을 표시	"	"	"	"	[MHz]

5. 결 론

실측과 이론적 고찰 및 전자계산과 모의 안테나의 제작 측정

등을 포함한 IDA 에 대한 본문과 같은 연구결과를 집약하면 다음 같다 .

(1) IDA 에서 고이득을 기대할 수는 없으나 그 주파수대역은 충분히 넓음으로 단일 안테나로 전 단파대역에 걸친 전방향 무선 정취를 할 수 있다 .

(2) IDA 를 구성하는 안테나 소선의 길이는 최저 사용 주파수에 대한 $1/4$ 파장길이로 하는 것이 바람직 하다 . 다만 계산 결과에서 나오는 VSWR 값이 그 허용치를 넘지않는 범위내에서 단축할 수 있다 .

(3) 다소선 IDA 의 원추의 정각은 급전선의 특성 임피던스가 $50[\Omega]$ 이나 $75[\Omega]$ 이나에 따라서 그림 20 ~ 22 의 최적 정각 범위에 해당하는 값으로 취할 수 있다 .

(4) 소선수 N 이 40 이하가 되면 VSWR 이 상당히 나빠짐으로 그림 20 ~ 22 의 최적 정각 범위 중에서 $N = 40$ 이상의 부분만을 사용하는 것이 온당 하다 .

따라서 현용 안테나의 소선수에서 그 $1/3$ 에 해당하는 20 선 정도는 절감 할 수 있다 .

(5) $50[\Omega]$, $75[\Omega]$ 이외의 다른 입력저항의 IDA 가 필요할 경우에는 별첨 [I], [II], [III] 에서 ϕ_{off} 의 크기를 바로 ϕ 의 크기로 보고 최적정각 범위를 구하거나 4.3 에 기술한 IDA 입력임피던스 표준 프로그램을 사용하여 그에 상응한 최적정각 범위를 구하면 될 것이다 .

(6) 정각이 작은 IDA 를 시설한 경우에는 그 지중 매설전선의 길이기 안테나 소선의 지면 투영 길이에 비례해서 단축할

수 있다.

(7) 안테나 소선에 알미늄 피막(皮膜) 강철선을 사용하는 대신 동선을 사용해도 무방할 것이나 그 늘어남에 주의해야 할 것이다.

(8) IDA의 지주(支柱)들의 상호 위치와 거리는 IDA의 밑면을 대략 원형으로 하는 것이라면 정 6각형이 아니더라도 상관없다.

(9) 휘드·링의 반경 d 는 실험을 검토한 결과

$$d = 10 + (17.05 - 10) \cdot \frac{N}{60} \text{ [Cm]}$$

단 $N \geq 40$

도로 통일 수 있는 것으로 생각한다.

(10) 이 연구는 IDA의 밑면의 주변이 모두 전기적으로 연결되어 있는 경우에 대해서 실행한 것이므로 설계 또는 시공에 있어서도 이 점에 유의할 필요가 있음.

늘므로 본 연구는 전파 연구소에서 기획한 최초의 공동 연구이며 본 연구의 전 기간에 걸쳐서 기우환 전파 연구소장께서 부단히 고루 편달해 주신데 힘입어 이루어졌음을 부연하고 이 자리를 빌어서 깊이 감사드리며 한편 입력임피던스의 이론적 고찰에서 많은 도움을 도와준 한국 과학원의 나정웅 박사와 컴퓨터 프로그래밍 및 계산을 도와준 고려대학교 정종철씨에게 감사사를 드린다.

참 고 문 헌

- (1) Hy-Gain Model 4201 BA Inverted Discone Antenna. P.
P. 4-1 Fig. 4
- (2) Shelkunoff, Antennas Theory and Practice Willy
1966, P.P. 105, P.P. 110 ~ 111
- (3) R. Harrington. Time-Harmonic Electromagnetic Field
S. McGraw-Hill, New-York 1961, P. 267 ~ 269.
- (4) R. Collin and F. Zucker, Antenna Theory, McGraw-Hill,
New-York 1969, Part 1, Chapter 12,
- (5) C. T. Tai, Application of a Variational Principle
to Biconical Antennas, J. Appl. Phys., Vol. 20, 1949,
P. P. 1074 - 1084.