

矩形 導波管 壁面에 뚫은 半波長 스롯트 안테나의 輻射模樣과 임피단스

(The Characteristics of Impedance and Radiation Patterns of Half Wave Slot Antenna on the Wide Surface of Rectangular Wave Guide)

楊 仁 應* · 朴 平 吉**
 (I. E. Young · P. K. Park)

ABSTRACT

The radiation patterns and impedance of the half wave slot on the wide side of rectangular wave guide are analyzed.

The measuring methods and procedures are described. And that the experimental data of the pattern and impedance of the slot are presented which are consistent with the theoretical values.

The causes of error are also considered and are believed to be tolerable for the pattern and input impedance measurements.

The usefulness of the slot antenna tested are also described.

1. 序 論

導波管 內部로 傳達되는 電磁波는 導波管 壁에 電流分布를 隨伴한다. 矩形導波管에 스롯트(slot)를 뚫어 導波管의 內部와 外部 媒質이 連結되면 스롯트의 모양에 따라 導波管 內壁의 電流를 攪亂시켜 電力이 外部로 傳達된다. 이 結果 內部場(interior field)은 送信線路로서 看做할 수 있고 外部 空間과 結合(coupling)되므로 導波管 壁의 스롯트는 輻射體(radiator)임을 알 수 있다. 또한 스롯트의 模樣, 크기, 數에 따라 輻射模樣을 任意로 變形시킬 수 있으리라는 것을 豫測할 수 있다.

本研究는 矩形導波管 壁中 넓은 面(a-dimension)에 管軸과 垂直으로 使用 波長의 半波長 길이로 뚫은 스롯트의 輻射模樣과 임피단스를 解析하고 測定했다.

*** 延世 理工大 電氣工學科 · 正會員
 Dep. of Electrical Eng.
 College of Science & Eng.
 Yonsei University

2. 本 論

矩形導波管 壁에 뚫은 半波長 스롯트안테나의 輻射模樣과 임피단스의 理論的인 解析은 다음 다섯가지를 假定하여 TE₁₀ 모드(mode)만을 解析할 수 있다.

- (1) 스롯트는 좁아야 한다. $[2 \log_{10}(\text{길이}/\text{폭}) \gg 1]$
- (2) 스롯트는 첫共振(first resonance)되는 波長의 길이로 뚫어야 한다. $(l \approx \frac{\lambda}{2})$
- (3) 스롯트에서의 場(field)은 스롯트의 긴 쪽에 垂直이고 勵振(exciting)시키는 方法에 無關하게 스롯트를 따라 正弦波狀 E₀e^{itz}로 變한다.

(4) 導波管 壁은 完全 導體이고 無限히 얇아서 두께를 無視한다.

(5) 스롯트를 뚫는 面 뒷쪽 部分의 電磁場은 導波管 外部場에 比하여 無視한다.

上記 假定中 세번째 假定은 實驗的 條件과 一致하나 다섯번째 假定은 實驗的 條件과 相當한 差가 있다. 그러나 이 假定은 스롯트를 뚫는 面을 無限히 넓은 完全 導體面으로 代置시켜 준다. 그러므로 矩形導波管 壁面에 첫 共振($\approx \frac{\lambda}{2}$)의 길이로 뚫은 그림 1(a)와 같은 스롯트

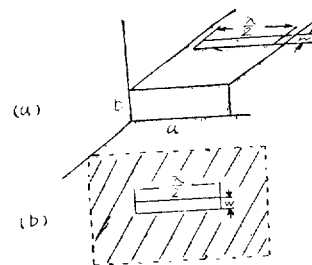


그림 1.

트 안테나 代身 그림 1 (b)와 같은 無限히 넓은 完全 導體面에 半波長의 길이로 뚫은 스롯트 안테나를 解析하면 된다.

(A) 矩形 導波管 壁面에 鑿은 半波長 안테나의 輻射模樣 解析

(1) Booker 가 擴張한 Babinet 原理에 依하여 無限 導體板의 半波長 스톱트 안테나는 그의 補助平片인 半波長 dipole 안테나와 같은 輻射模樣을 갖게 된다.

Booker 는 그림 2(a)의 無限히 넓고 얇은 完全 導體板에 幅이 w 인 水平으로 놓인 半波長 스톱트 안테나의 輻射模樣은 그림 2(b)와 같은 完全 導體로된 幅이 w 인

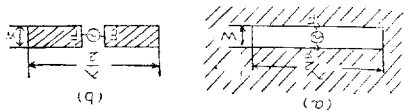


그림 2. (a) 無限 平板의 半波長 스톱트 안테나 (b) 補助半波長 다이폴 안테나

補助平片(complementary flat strip)인 水平 半波長 다이폴의 輻射模樣과 다음 두 가지만 除外하고는 꼭 같다고 假定하였다.

(1) 電界와 磁界는 서로 바뀌어야 한다.

(2) 스톱트에 垂直인 電界分値는 板上에서 電界의 方向이 바뀌어 板의 한 面으로부터 다른 面으로 넘어갈 때 電界分値는 不連續이 되며 磁界의 切線分値도 마찬가지로 不連續이 된다. 그러므로 半波長 스톱트 안테나의 輻射模樣을 解析하는 代身 半波長 안테나를 解析하고 上

記한 相異點만 補充하면 된다. 半波長 안테나의 輻射模樣을 求하기 爲하여 그림 3 과 같이 對稱이고 길이 L 되는 中央에서 供給한 안테나의 遠距離場(far field)의 式을 求한다.

안테나上 任意點 Z 에 있는 電流가 안테나로부터 距離 S 되는 點에 나타나는 遲延된 電流의 같은

같은 안테나를 構成하고 있는 다이폴로부터 距離 S 되는 點의 電界 및 磁界 dE_θ, dH_ϕ 는

$$\left. \begin{aligned} dE_\theta &= \frac{j60\pi [I] \sin\theta \cdot dz}{s\lambda} \\ dH_\phi &= \frac{j[I] \cdot \sin\theta \cdot dz}{2s\lambda} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

全안테나에 對한 磁界 H_ϕ 는

$$H_\phi = \int_{-L/2}^{L/2} dH_\phi = \frac{j[I_0]}{2\pi\gamma} \left[\frac{\cos\left\{\frac{\beta l \cdot \cos\theta}{2}\right\} - \cos\left(\frac{\beta l}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (3)$$

그런데 $E_\theta = ZH_\phi = 120\pi \cdot H_\phi$ 이므로

$$E_\theta = \frac{j60[I_0]}{\gamma} \left[\frac{\cos\left\{\frac{\beta l \cdot \cos\theta}{2}\right\} - \cos\left(\frac{\beta l}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (4)$$

여기서 $[I_0] = I_0 e^{j\omega(t-r/c)}$

半波長 안테나인 境遇는 L 代身 $\frac{\lambda}{2}$ 를 代入하면 되므로

$$E_\theta = \frac{j \cdot 60 [I_0]}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (5)$$

그러므로 輻射模樣 因子 (pattern factor)는

$$E_\theta = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (6)$$

여기서 그림 2로 돌아가 Booker 가 假定한 두 가지를 考慮하여 無限 平板에 鑿은 半波長 스톱트 안테나의 輻射模樣과 補助 半波長 안테나의 輻射模樣을 比較하면 그림 4와 같다.

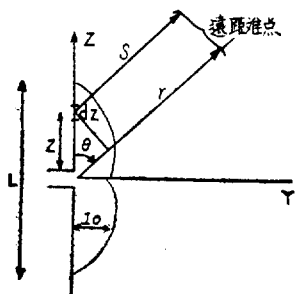


그림 3. 對稱이고 중앙에서 供給한 길이 L 되는 안테나

$$[I] = I_0 \sin\left[\frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{L}{2} \pm Z\right)\right] e^{j\omega\left(t - \frac{S}{c}\right)} \quad (1)$$

여기서 $\sin\left[\frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{L}{2} \pm Z\right)\right]$ 는 안테나 上의 電流分布이다.

지금 이 안테나를 길이 dZ 인 無限히 짧은 다이폴의 連續이라고 感覺하면 全안테나에 依한 電磁界는 이 안테나를 構成하고 있는 모든 다이폴들의 電磁界를 積分함으로써 求해진다. 그런데 遠距離場만 考慮하면 되므로 $\frac{1}{\gamma^2}$ 및 $\frac{1}{\gamma^3}$ 項은 無視해도 된다. 그러므로 그림 3과

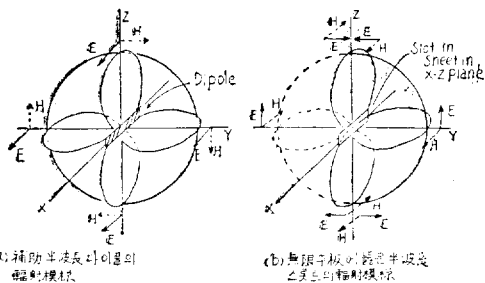


그림 4.

補助 半波長 안테나의 輻射模樣은 (6)式에 依하여 그림 4(a)와 같고 原 스톱트안테나는 Booker 의 假定한 두 가지 다른 點을 고친 그림 4(b)와 같다. 即 E 와 H 벡터의 方向이 서로 바뀌고 電界 및 磁界의 値가 面에서 不連續이 되었다. 또한 水平스톱트에 依한 輻射는 垂直으로 偏波되었음을 알 수 있다. 지금 스톱트를 z 軸과 一致시키면 그림 5와 같이 輻射模樣도 90° 돌아 간다. 이 境遇 電界는 水平 偏波이므로 E_ϕ 分値만 存在한다. 여

기서 $w \ll \lambda, L = \frac{\lambda}{2}$ 이므로 θ 의 函數로서 E_ϕ 의 輻

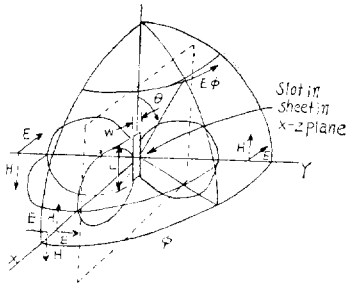


그림 5. 無限 平板에 鑿은 스롯트의 輻射橫線

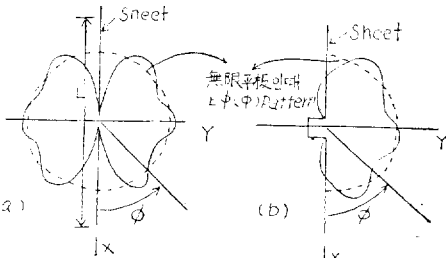
射橫線 因子는 半波長 안테나의 境遇 (6)式과 같이

$$E_\phi(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (7)$$

그런데 板이 無限히 넓은 完全 導體이므로 E_ϕ 分値의 크기는 θ 值만 決定되면 ϕ 值에 關係없이 一定하다. 即

$$E_\phi(\phi) = \text{constant} \quad (8)$$

그러나 板(2)이 有限한 境遇 $E_\phi(\theta)$ 輻射橫線에서는 變化가 일어나지 않으나 $E_\phi(\phi)$ 輻射橫線은 크게 變한다. 이는 X軸 方向에선 板의 앞뒤面에서 輻射된 界의 크기가 같고 位相이 反對이기 때문에 서로 相殺되기 때문이고 板面에서는 모든 方向으로의 界는 零이된다. X軸 方向으로 長이가 L인 板에 對하여 X-Y 面上的의 $E_\phi(\phi)$ 의 輻射橫線을 그리면 그림 6(a)와 같이 된다. 點



(a) 長이가 L인 無限 板에 鑿인 스롯트에 對한 $E_\phi(\phi)$ 의 輻射橫線
(b) 스롯트의 長이 L인 有限한 板에 鑿인 스롯트에 對한 $E_\phi(\phi)$ 의 輻射橫線

그림 6.

線은 無限히 넓은 板($L = \infty$) 일때의 輻射橫線을 나타낸다. 萬一 스롯트 한쪽이 상자形으로 包圍 되었을 때는 그림 6(b)와 같이 板에서도 輻射가 있다. 그러므로 矩形 導波管 壁面의 스롯트에 依해 어떤 輻射橫線이 나올지 豫想하여 보면

먼저 $E_\phi(\theta)$ 輻射橫線은 輻形 導波管 壁의 스롯트의 長이가 半波($\approx \frac{\lambda}{2}$)이고 $w \ll \lambda$ 이므로 Booker의 假定에 依하여 補助 半波長 안테나의 輻射橫線과 같이

$$E_\phi(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \text{ 이 되고}$$

다음 $E_\phi(\phi)$ 의 輻射橫線을 豫想하여 보면 다섯번째 假定에서는 導波管 壁을 無限히 넓고 얇은 完全 導體로 生覺했으나 實際로는 無限히 넓지 않으므로 管壁의 有限性和 한쪽이 막혔으니 箱子로 막혔을 때와 비슷한 輻射橫線이 나오리라는 것을 알 수 있다.

$E_\phi(\theta)$ 의 理論的 輻射橫線과 $E_\phi(\phi)$ 의 豫想圖는 그림 7(a) (b)와 같다.

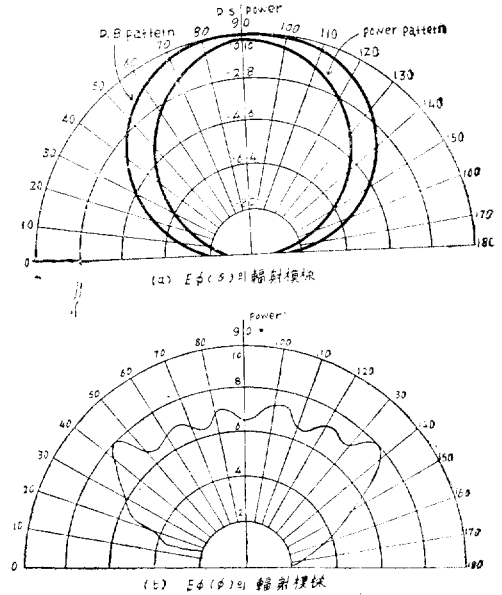


그림 7.

(B) 矩形 導波管 壁面에 鑿은 半波長 안테나의 임피던스 解析

Stevenson³⁾은 矩形 導波管 壁面에 첫共振 ($\approx \frac{\lambda}{2}$)의 長이로 鑿은 여러가지 스롯트의 抵抗과 콘택탄스의 正規化(normalize)된 값을 理論的으로 求했다. 스롯트들의 等價回路는 그림 8과 같다.

(i) 그림 8(b)인 境遇

$$g = g_1 \sin^2\left(\frac{\pi x_1}{a}\right)$$

여기서 $g_1 = 2.09 \frac{\lambda g}{\lambda} \frac{a}{b} \cos^2\left(\frac{\pi \lambda}{2\lambda g}\right)$

(ii) 垂直 스롯트 그림 8(c) 境遇

$$\gamma = \gamma_0 \cos 2\left(\frac{\pi x_1}{a}\right) \quad (9)$$

여기서 $\gamma_0 = 0.523 \left(\frac{\lambda g}{\lambda}\right) \frac{\lambda^2}{ab} \cos^2\left(\frac{\pi \lambda}{4a}\right)$

(iii) 中心線에 對하여 傾斜된 스롯트 그림 8(d)인 境遇

$$\gamma = 0.131 \left(\frac{\lambda}{\lambda_g} \right) \frac{\lambda^2}{ab} \left[I(\theta) \cdot \sin \theta + \frac{\lambda g}{2a} \cdot J(\theta) \cdot \cos \theta \right]^2 \quad (10)$$

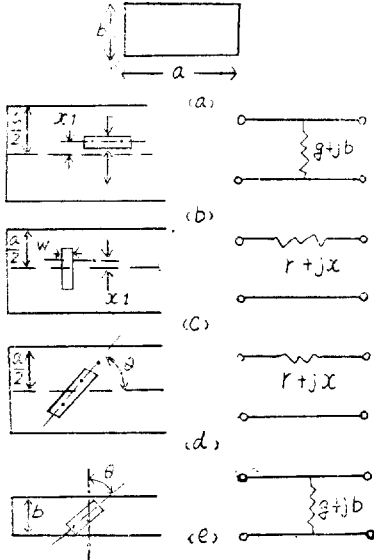


그림 8. 矩形 導波管 壁에 뚫은 스롯트의 等價回路

$$\left. \begin{aligned} I(\theta) &= \frac{\cos\left(\frac{2\xi}{2}\right)}{1-\xi^2} \cos\left(\frac{\pi\mu}{2}\right) \\ J(\theta) &= \pm \frac{\cos\left(\frac{\pi\mu}{2}\right)}{1-\mu^2} \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} \xi &= \frac{\lambda}{\lambda_g} \cos \theta \mp \frac{\lambda}{2a} \sin \theta \\ \mu &= \end{aligned} \right\}$$

(iv) 좁은 면에서 傾斜진 스롯트 그림 8(e)인 境遇

$$g = \frac{30}{73\pi} \left(\frac{\lambda g}{\lambda} \right) \frac{\lambda^4}{a^3 b} \frac{\sin \theta \cdot \cos\left(\frac{\pi \lambda}{2 \lambda g} \sin \theta\right)^2}{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda g}\right)^2 \cdot \sin^2 \theta}$$

이다.

여기서 스롯트의 임피던스를 求해보면 (10)式에서 $\theta=90^\circ$ 일 때에 該當하므로 各各의 值 $a=2.85 \text{ cm}$

$$b=1.262 \text{ cm} \quad \lambda_g=5.2044 \text{ cm} \quad \lambda=3.8433 \text{ cm} \quad \frac{\lambda}{\lambda_g}=0.73847$$

를 代入하면

$$\left. \begin{aligned} \xi \\ \mu \end{aligned} \right\} = \mp 0.6744$$

$$I(\theta)=1.778, \quad J(\theta)=0 \quad \gamma=1.19$$

(9)式으로 풀어도 大體까지로 $\gamma=1.19$ 가 된다. 그런 데 γ 는 導波管의 特性임피던스에 對하여 正規化된 值 이므로

$$\frac{Z_{\text{slot}}}{Z_0} = \gamma, \quad Z_{\text{slot}} = \gamma \cdot Z_0 = 1.19 Z_0$$

여기서 Z_0 는 導波管의 特性임피던스다.

$$Z_0 = \frac{\mu}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_0)^2}} = 510 \Omega$$

여기서 $\mu=376 \Omega$

그러므로 理論的으로 求한 스롯트의 임피던스는 $Z_{\text{slot}}=606.9 \Omega$ 가 된다.

3. 實驗 結果

(A) 輻射模樣 測定

그림 9 의 block 線圖와 같은 裝置로 輻射模樣을 測定했다. 發振器로는 反射形 Klystron QK 623 을 使用 했고 잡음을 막고 周波數 및 出力이 時間에 對하여 安定

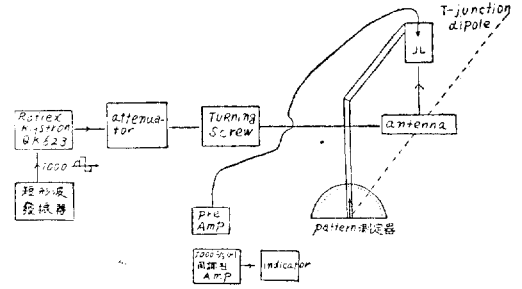


그림 9. 輻射에서 受信까지의 모든 過程

하게 하기 위하여 1,000 C/S 의 短形波로 振幅變調시켰고 發振部와 안테나 사이의 임피던스는 스류뮤atching(screw matching)시키므로 可能的 最大 輻射를 시킨후 遠距離 場을 測定하기 위한 充分한 距離 50 cm(안테나 中央과 끝간의 位相差 $\delta=1^\circ < 22.5^\circ$)의 等距離를 維持하며 輻射된 에너지를 受信하도록 輻射模樣測定器 끝에 달아놓은 T-字形-다이폴로 受信하고 crystal 1N23로 檢波했다. 여기서 檢波된 微弱한 信號를 1,000 C/S 에 同調된 增幅器를 通하여 指示計로 읽었다.

그래서 信號는 充分히 受信할 수 있었으나 甚한 反射로 因하여 輻射模樣 測定이 不可能하였다. 故후 micro-wave dark room를 製作하므로써 周圍의 反射를 除去시켜 어느 程度 輻射模樣을 測定하게 되었다.

(i) 스롯트 안테나의 輻射模樣을 測定하기 前에 測定

表 1. 輻射模樣의 理論值

θ°	$\sin \theta$	$\frac{d}{\lambda} \sin \theta$	$E(\theta)$
0	0	0	1
10	0.1736	0.144	0.965
20	0.3420	0.284	0.860
30	0.500	0.416	0.720
40	0.6428	0.535	0.570
45	0.7071	0.588	0.500
50	0.7660	0.636	0.420
60	0.8666	0.720	0.300
70	0.9397	0.780	0.202
80	0.9848	0.819	0.180
90	1.000	0.832	0.170

表 2. 혼 輻射模樣 測定値

角 度	測定値 (比電力)	角 度	測定値 (比電力)	角 度	測定値 (比電力)	角 度	測定値 (比電力)
15	5.9		32.4	90	88.2		28.0
	5.15		29.3		97.2		25.0
	6.6	55	28.0		98.5	130	23.5
	7.35		38.2		100		17.6
20	9.55		33.8	95	89.9		19.2
	5.15		32.4		82.5		14.7
	4.41	60	45.6		88.5	135	4.41
	5.15		48.5		85.2		7.35
25	5.15		50.0	100	67.2		13.2
	5.9		51.5		79.5		16.2
	6.6	65	45.6		66.0	140	17.6
	5.9		54.5		70.5		14.7
30	7.35		66.0	105	73.5		4.41
	10.3		69.2		81.0		3.62
	11.8	70	56.0		79.5	145	8.1
	16.2		66.0		73.5		5.9
35	15.5		82.0	110	54.5		10.3
	16.2		78.0		60.3		11.8
	14.7	75	67.6		75.0	150	4.41
	10.3		58.8		66.0		7.35
40	19.1		66.0	115	44.2		5.9
	17.6		73.5		39.8		5.9
	10.3	80	94.0		47.0	155	4.41
	11.8		89.9		48.5		5.91
45	22.0		85.2	120	32.4		2.94
	25.8		73.5		29.4		7.35
	21.3	85	70.5		33.8	160	5.9
	20.6		63.2		35.3		4.41
50	25.8		81.0	125	35.3		5.15
	33.8		94.0		36.3		5.9

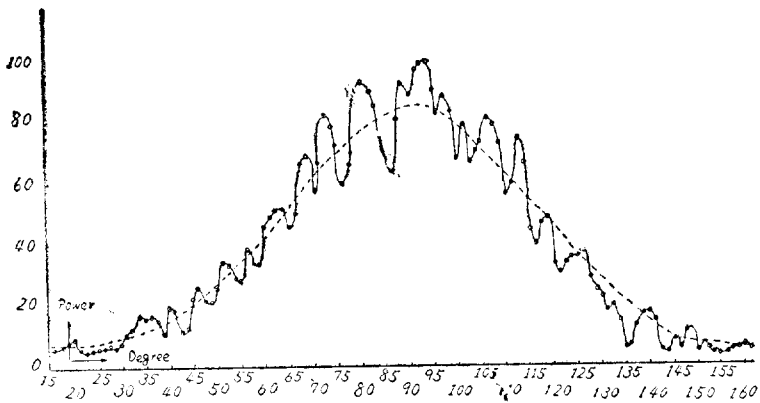


그림 10. 直角座標에 圖示한 혼의 輻射模樣

- (a) 實線 : 5 度間의 4 分測定値
- (b) 點線 : 平均值

表 3. 혼 輻射模樣 平均值

θ°	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80	85
平均値	7	7	7.5	9.3	12	15	20	27.5	34	43	53	62	70	77	82
100에 正規化한 值	8.14	8.14	8.72	10.8	13.9	17.45	23.3	32	39.6	50	61.6	73.1	81.5	89.5	95.4

θ°	90	92.5	95	100	105	110	115	120	125	130	135	140	145	150
平均 值	85	86	85	79	72	62	54	42	36	28	20	14	10	7
100에 正規化한 值	98.9	100	98.9	91.9	83.7	72.1	62.8	48.8	41.9	32.6	23.3	16.3	11.6	3.14

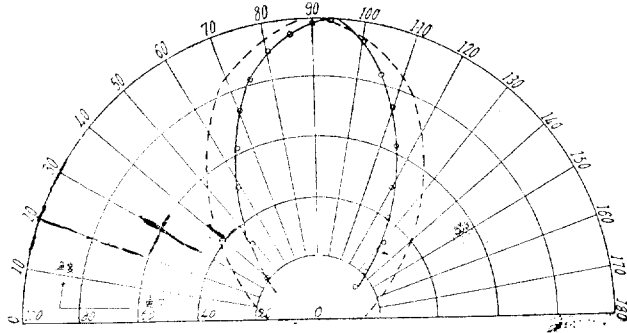


그림 11. 極座標에 圖示한 혼의 輻射模樣

- (a) 點線 : 理論值
- (b) 實線 : 測定值

裝置의 信賴度를 檢討하기 爲하여 既知의 E 扇形혼(E-sectoral horn) 안테나의 輻射模樣을 測定했다.

혼의 크기는 $l=5\text{ cm}$ $d=3.2\text{ cm}$ 이고 使用 波長 $\lambda=3.8443\text{ cm}$ 이므로 既知의 E 扇形 혼 萬能 輻射模樣圖로 부터 理論的인 輻射模樣을 求할 수 있다. 求한 理論値는 表 1에 있고 測定한 값은 表 2에 실었다. 이것은 最大 輻射量을 100으로 定고 5°間을 四分하여 測定한 것이다.

그림 10은 表 2의 測定値를 直角座標上에 圖示한 것

이다. 또한 그림10에서 反射에 依한 座曲을 平均하여 그 값을 100으로 正規化시킨 값을 表 3에 실었다. 그림 11에는 혼의 사모양의 理論値와 平均値를 圖示하였다.

그림 11을 보면 理論値와 測定値가 差를 보이고 있으나 어느 程度 輻射模樣이 相似하다고 볼 수 있다. 그러므로 相當한 誤差가 있겠지만 이 測定裝置로 다른 測定을 해도 좋다는 것을 알 수 있다.

表 4. E $\theta(\theta)$ 의 輻射模樣의 平均值

$\theta(\text{度})$	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80	85	90
平均値	24.0	28.0	32.0	37.0	41.0	43.0	45.0	49.0	54.0	60.5	66.5	72.0	77.0	85.0	88.0	89.5
100에 正規化한 值	26.6	31.1	35.6	41.1	45.6	47.8	50.0	54.5	60.0	67.25	79.0	80.0	85.5	94.5	97.8	99.5
db	5.76	5.06	4.48	3.86	3.40	3.20	3.01	2.64	2.22	1.72	1.03	0.97	0.78	0.25	0.10	0.04

θ 度	95	95	100	105	110	115	120	125	130	135	140	145	150	155	160	165
平均値	90.0	89.5	88.0	84.0	79.0	72.0	66.0	58.0	48.0	42.0	37.0	32.0	27.5	23.0	20.0	19.0
100에 正規化한 值	100.0	99.5	97.5	93.3	87.8	81.2	73.4	64.5	53.4	46.7	41.2	35.6	30.6	25.6	22.2	21.5
db	0.00	0.04	0.11	0.31	0.57	0.90	1.34	1.90	2.73	3.30	3.86	4.48	5.14	5.92	6.54	6.67

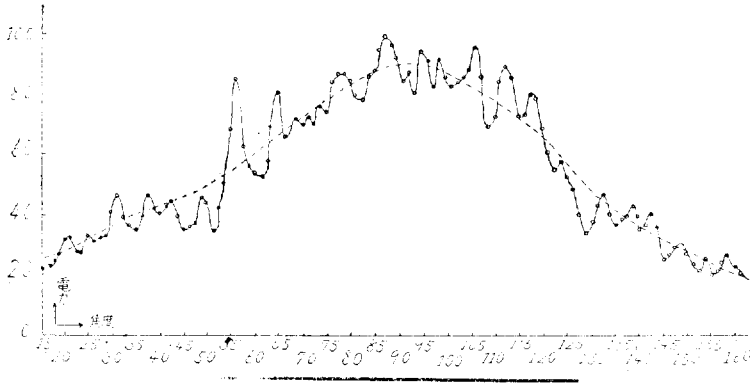


그림 12. 直角座標에 圖示한 스롯트의 $E_{\phi}(\theta)$ 輻射模樣

- (a) 實線 : 測定值
- (b) 點線 : 平均值

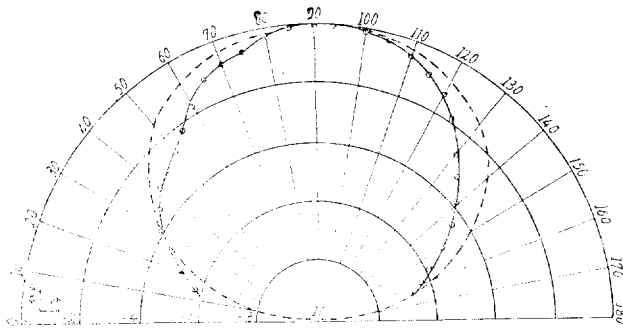


그림 13. 極座標에 圖示한 스롯트의 $E_{\phi}(\phi)$ 輻射模樣

- (a) 點線 : 理論值
- (b) 實線 : 測定值

(ii) 스롯트 안테나의 輻射模樣

(㉑) $E_{\phi}(\theta)$ 輻射模樣

혼-안테나의 境遇에서와 같이 五度間의 四分 測定值을 直角座標 그림 12에 옮겨 平均值를 求한 후 다시 100에 正規化시켜 表 4에 記錄하였다. 그림 13에 $E_{\phi}(\theta)$

의 理論值과 測定值의 平均值를 d.b 로 圖示하였다.

(㉒) $E_{\phi}(\phi)$ 輻射模樣

(㉑)에서와 같이 五度間의 四分 測定值을 直角座標 그림 14에 옮겨 平均值를 求한 후 pd로 고친 값을 表 5에 실었다. $E_{\phi}(\phi)$ 의 輻射模樣은 그림 15에 圖示했다.

表 5. $E_{\phi}(\phi)$ 輻射模樣의 平均值

θ (度)	15	20	25	34	35	40	42.5	45	50	55	57.5	60	65	67.5	70	72.5	75	80	85	90
平 均 值	20.5	25.0	29.0	42.0	59.0	69.4	70.0	68.0	46.0	72.0	77.0	68.0	39.0	29.0	50.0	82.0	100	62.5	62.0	67.0
db	6.88	6.01	5.38	3.77	2.29	1.59	1.55	1.68	3.38	1.43	1.14	1.68	4.09	5.38	3.01	0.86	0.00	2.04	2.08	1.74
θ (度)	92.5	95	100	105	107.5	110	115	120	125	130	135	140	145	150	155	160	165	170		
平 均 值	86.0	70.0	63.5	74.0	100	85.0	39.0	59.0	74.0	64.0	52.0	73.0	66.0	55.0	34.5	32.0	22.0	15.0		
db	0.06	1.55	1.97	1.31	0.00	0.71	4.1	2.3	1.31	1.94	2.84	1.37	1.80	2.60	4.62	49.5	6.58	8.25		

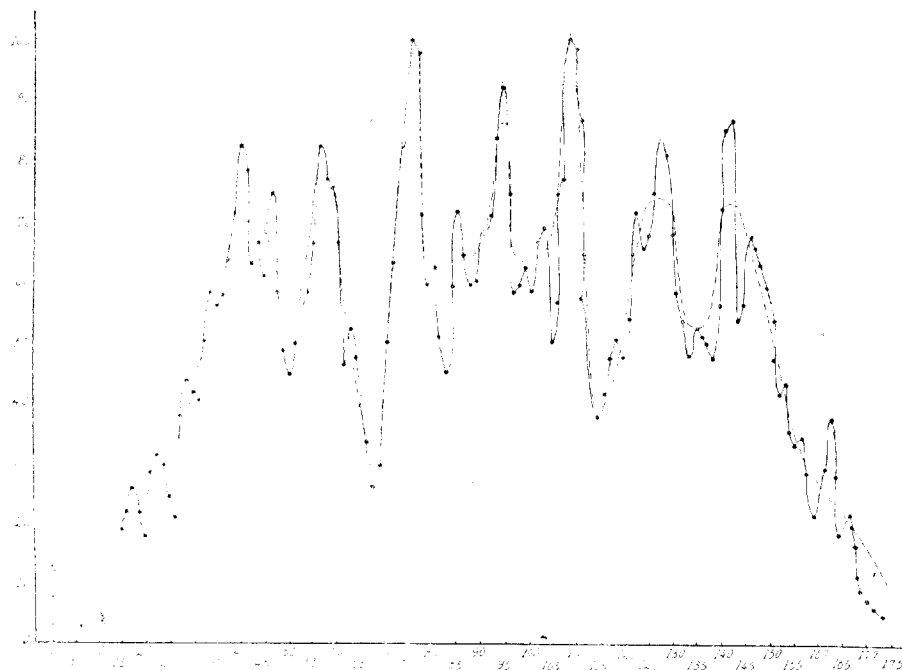


그림 14. 直角座標에 圖示한 스롯트의 $E^2(\phi)$ 輻射模樣
 (a) 實線 : 測定值
 (b) 點線 : 平均值

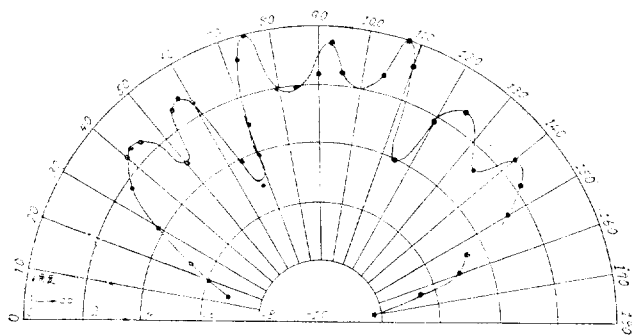


그림 15. 極座標에 圖示한 스롯트의 $E^2(\phi)$ 輻射模樣(decibel)

(B) 스롯트 안테나의 임피던스

스롯트안테나의 임피던스는 Nodal shift method 를 사용하여 測定하였다. 먼저 스롯트의 電壓定在波比(V. S.W.R.)를 測定하고 다음 스롯트 短絡時의 最小點인 基準點으로부터 스롯트 안테나와 termination 을 連結했을 때 最小點 即 負荷 最小點 까지의 距離를 測定하여 直接 스미스 圖表로부터 矩形導波管의 特異임피던스에 正規化된 임피던스를 求했다.

먼저 定在波 檢出器와 termination 단을 連結했을 때 생기는 殘留定在波比는 1.02 였고 定在波檢波器와 termination 사이에 스롯트 안테나를 삽입하였을 때 即 스롯

트만의 定在波比는

스롯트만의 定在波比=2.32 이었다. 다음 스롯트 안테나에 連結된 termination 을 shorting plunger 로 바꿔 달아 스롯트가 短絡되도록 shorting plunger 를 調整했을 때 電力이 最小되는 點인 基準點으로부터 스롯트만의 定在波比 測定時 電力이 最小되는 點 即 負荷 最小點까지의 距離는 負荷쪽을 向하여 0.7 cm 된다. 이 값을 스롯트가 있는 導波管의 管内 波長(5.2cm)로 除한 값 0.1346 과 스롯트의 定在波比 2.32 를 가지고 스미스 圖表로부터 스롯트의 正規化된 임피던스 $r=0.83+j0.7$ 을 求했다. 그러므로 스롯트의 임피던스 Z_{slot} 는

$Z_{slot}=423.3+j357(\text{ohm})$ 이 된다.

4. 結果 考察

測定器具의 許容誤差 및 可能한 誤差를 檢討함으로 理論値와 測定値의 差를 說明하면 첫째 輻射模樣의 境遇 그림 11 및 그림 13에서 혼의 복사모양과 스롯트의 $E_{\phi}(\theta)$ 輻射模樣은 共通의 約 5° 右側으로 기울어졌고 兩側面에서는 理論的 輻射模樣보다 內部로 줄어든 것을 볼 수 있다. 여기서는 모든 角度 하나 하나에 對하여 檢討하는 代身 誤差가 가장 甚한 45° 를 代表로 取하여 檢討한다. 45° 에서의 理論値와 測定値의 差를 보면 혼에서는 3.3 db이고 스롯트에서는 1.31 db이다. 스롯트와 혼의 복사모양 測定時 모든 可能한 誤差를 45° 에 對하여만 조사한 것이 表 6과 같다.

表 6. 可能한 誤差의 總和

誤差의 原因	혼	스롯트 $E_{\phi}(\theta)$
1. 복사모양 측정기의 각도기 눈금이 5° 左側으로 shift 됐으므로	+1.95(db)	+0.66(db)
2. Klystron의 發振周波數 1%變化에 依한 것	$\pm 0.6(\text{db})$	
3. 反射를 막기 위해 놓은 吸收板에 依한 것	+0.8(db)	+0.8(db)
4. 偶發的 誤差	$\pm 0.2(\text{db})$	$\pm 0.2(\text{db})$
計	3.55~1.95(db)	1.66~1.46(db)

그러므로 理論値와 測定値의 差가 表 6의 可能한 誤差의 總和內的 값이므로 測定値와 理論値의 差는 說明된다.

둘째로 스롯트의 임피던스의 경우는 理論値는 $\gamma=1.19$ 이고 測定値는 $\gamma=0.83 + j0.7$ 이다. 이 誤差의 原因은 termination 連結時 存在하는 反射에 依한 殘留定在波比 1.032와 測定時 定在波 檢出器 눈금上에서 基準點으로부터 負荷 最小點까지의 距離를 1 mm 誤讀하는데 스피스 圖表上 임피던스의 變化는 $1.0+j0.8\sim 0.7+j0.6$ 사이의 값이 되고 Klystron의 周波數 1% 變化하는 데

理論値는 $\gamma=1.1$ 과 $\gamma=1.27$ 사이의 값이 된다. 또한 스롯트의 完全 短絡이 不可能하므로 誤差가 생긴다.

5. 結 論

矩形 導波管 壁面에 짧은 半波長 스롯트 안테나에 依한 場은 스롯트와 垂直으로 偏波됨을 알았고 그의 輻射模樣中 $E_{\phi}(\theta)$ 복사모양은 半波長 다이폴 안테나의 복사모양과 같으며 $E_{\phi}(\rho)$ 輻射模樣은 그림 14와 같이 됨을 알았다. 또한 이 스롯트의 임피던스는 矩形導波管의 特注임피던스 보다 조금 小음을 알았다. 이 안테나는 導波管面에 스롯트만 뚫으면 되므로 製作 및 饋込(feeding)이 容易하고 導波管面에 스롯트를 適當히 配列함으로 輻射模樣을 變化시킬 수 있으리라는 點과 그의 임피던스가 矩形 導波管의 特注임피던스와 비슷하므로 效率이 좋다는 것을 알았다.

이 研究에 도움을 준 工學博士 韓萬春, 敎授 吳相世, 專任講師 金鳳烈先生에게 깊은 感謝의 뜻을 表하며 아울러 延世大學校 理工大學 電氣工學科에 感謝를 드린다.

參 考 文 獻

- (1) Booker, H.G.: "Babinet's Principle and the Theory of Resonant Slots," TRE Report No. 29. December 1941.
- (2) KRAUS' J.D.: "Antennas" chapter 13. McGraw-Hill Book Company, Inc, 1950.
- (3) Silver, S: "Microwave Theory and Design" MIT Radiation Laboratory Series Vol. 12. chapter 9. p 291~295.
- (4) Jasik, H: "Antenna Engineering Handbook" chapter 34-5. McGraw-Hill Book Company, Inc, 1961.
- (5) Ginzion, E.L: "Microwave Measurement" chapter 5. McGraw-Hill Book Company Inc, 1957. (1965年 3月 9日 接受)