

論 文

X 帶域 마이크로스트립 디스크 안테나에 關한 研究

正會員 鄭 宗 哲* 正會員 李 鍾 岳**

A Study on the Wideband Microstrip Disk Antenna

Jong Chul JUNG* and Jong Arc LEE**, Regular Members

要 約 本論文에서는 廣帶域 凹板形 마이크로스트립 안테나를 X 帶域에서 實現하기 위하여 이를 設計, 製作하여 實驗적으로 證明하였다. 凹板形 마이크로스트립 안테나의 共振特性을 利用하여 基板에 各기 다른 共振點을 갖는 素子를 對數週期形으로 配列하여 設計, 製作한 結果 希望하는 周波數帶域에서 VSWR이 2.2이하의 良好한 整合特性和 平坦한 利得特性을 얻었다.

ABSTRACT This paper proved experimentally that the disc array microstrip antenna designed and manufactured at X-band is capable to use for wide band antenna. This antenna arrayed the discs to have different resonant frequencies log-periodically on printed circuit board. The experimental result of this antenna showed the flat gain and good impedance matching characteristics. The VSWR of this antenna is 2.2 below through the system band.

1. 序 論

마이크로스트립 共振器를 利用한 안테나는 小型, 輕量이고 저렴한 價格으로 製作이 용이하며 平面性등의 利點이 있어 航空機나 宇宙船등의 飛行體에 널리 使用된다. 그러나 이러한 안테나는 利得이 낮으며 帶域幅이 좁다는 短點을 지니고 있다⁽¹⁾.

이러한 좁은 대역폭의 短點을 改善하기 위한 方法으로 1981년 Pues⁽²⁾는 수직선 마이크로스트립 線路上에 矩形(Square)마이크로스트립 素子를 對數週期的으로 配列하여(이를 準對數週期形이라 하였음) S 帶域에서의 廣帶域 마이크로스트립 안테나를 設計하였다.

最近에는 Pues가 제시한 準對數週期形 廣帶域 안테나의 矩形共振素子 대신 凹板形共振素子를 使用하여 같은 S 帶域에서의 안테나를 實現, 紹介된 바 있다.

本論文에서는 共振素子를 凹板形으로 하고 周波數帶域을 X 帶域으로 하여 廣帶域안테나를 實現하였다. 이를 實現하기 위해 먼저 X 帶域에서의 凹板形 마이크로스트립 基本素子를 設計, 製作하여 理論⁽³⁾과 比較檢討하여 그 可能性을 確認하였으며 또한 이를 각각 다른 共振周波數로 設計, 配列시켜 廣帶域안테나를 構成, 製作하였다.

設計, 製作된 안테나를 反射損失, 指向性, 利得의 實驗을 통하여 이러한 方法으로 X 帶域에서의 마이크로스트립 廣帶域안테나가 實現可能함을 보였다.

2. 廣帶域 안테나의 設計

本論文에서는 廣帶域안테나를 構成하기 위해 50[Ω]스터브(Stub)위에 각각 λ/4給電線을 갖는

** * 建國大學校 工科大學電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Konkuk University
Seoul, 133 Korea.
論文番號 : 83-08(接受1983. 3. 30)

放射体들을 順次的으로 配列하였다.

各放射体の $\lambda/4$ 給電線들은 放射体の 가장자리 入力임피던스와 主給電線의 임피던스 사이의 整合線路役割을 할 수 있도록 하였다.

整合線路의 特性임피던스는

$$Z_{match} = \frac{(50)^2}{Z_{edge}}$$

위의 式으로부터 쉽게 구해지며 길이는 放射体的 共振周波數에 대해 各放射体사이의 상호간섭없이 共振된 放射体和 50[Ω]給電線과 직접 연결되어야 하므로 다른 放射体들의 整合線路入地地點이나 共振된 放射体的 整合線路入地地點이 후의 50[Ω]主給電線은 開放으로 보이도록 해야 한다. 그러므로 主給電線의 끝이 開放인 경우는 開放點에서부터 各共振周波數의 $n\lambda/2$ ($n=1, 2, 3, \dots$)만큼 떨어진 位置에 各放射体的 整合線路를 配列해야 한다.

主給電線의 끝이 短絡인 경우 短絡點으로부터 $(1/4+n)\lambda$ ($n=0, 1, 2, \dots$)位置에 各放射体的 整合線路를 配列하면 같은 效果를 얻게 된다. 本論文에서는 放射体間의 周波數比를 0.97로 하여 8.82, 9.27, 9.77, 10.29, 10.83[GHz]의 共振周波數를 갖는 5個의 共振器를 配列하여 8.597~11.12[GHz]사이의 25.52%帶域을 갖는 안테나를 設計하였다. 製作에 使用된 基板은 Cu Clad 250의 LX-0600-45로 誘電率은 2.45, 誘電体の 두께는 60mil, 한쪽銅板의 두께는 1.4mil이다. 各共振器의 製作半徑 및 整合線路의 폭과 길이를 周波數에 따른 分散效果(dispersion effect)를 고려하여 구한 값을 表 1에 나타내었다.

主給電線이 開放인 경우는 主給電線의 開放인 점에서부터 최초 $\lambda/2$ 만큼 지난 후 8.82[GHz]共振器를 配列하고 점차 높은 周波數로 順次的으로

표 2 幅이 5.014[mm]일 때의 特性임피던스
Resonant input impedance of circular resonators
with main feeding line.

共振周波數 [GHz]	特性임피던스 [Ω]	實效誘電率	實效波長 [mm]
8.82	49.32	2.1531	23.1804
9.29	49.61	2.1600	21.9725
9.77	49.98	2.1670	20.8592
10.29	50.40	2.1746	19.7704
10.83	50.81	2.1825	18.7506

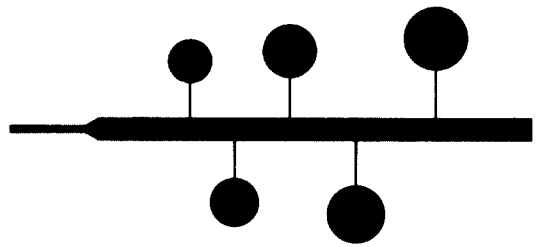


그림 1 안테나의 모양 (實際크기)
Antenna layout.

配列하였다. 主給電線의 폭은 안테나의 周波數帶域의 中心周波數인 9.77[GHz]에서 50[Ω]으로 보이도록 5.014[mm]로 결정하였다. 主給電線의 폭은 5.014[mm]로 한 경우의 各共振周波數에 대한 特性임피던스와 實效波長에 대한 計算值를 表 2에 보였다.

製作된 실제 안테나 모양을 그림 1에 보였다.

3. 實驗 및 考察

3-1 1개의 放射体에 대한 實驗

하나의 放射体(9.9[GHz]設計)에 대해 反射損

표 1 X 帶域配列素子の 特性(設計值)
Characteristics of the elements of an X-band array.

共振周波數 [GHz]	共振器		$\lambda/4$ 整合線路			
	製作半徑 a [mm]	入力抵抗 Z_{edge} [Ω]	特性임피던스 $Z_0(f)$ [Ω]	實效誘電率 $E_{eff}(f)$	幅 [mm]	길이 [mm]
8.82	5.7009	429.45	146.53	1.8802	0.424	6.201
9.29	5.3908	430.59	146.73	1.8835	0.425	5.883
9.77	5.1052	431.63	146.91	1.8869	0.426	5.588
10.29	4.8265	432.65	147.08	1.8908	0.427	5.300
10.83	4.5667	433.59	147.24	1.8952	0.428	5.030

*數値는 참고문헌 (3), (4), (5), (8)에 주어진 式을 컴퓨터로 計算한 것임.

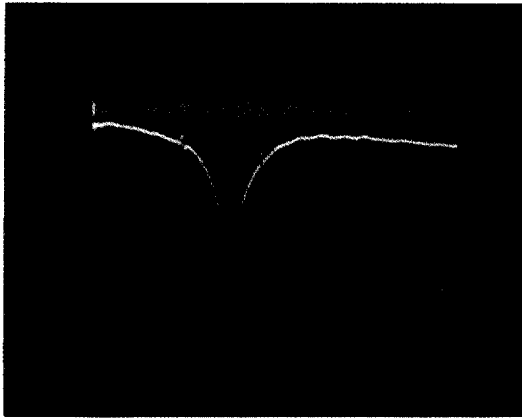


그림 2 9.9[GHz]共振器에 대한 反射損失測定值
Measured return loss as a function of frequency
for 9.9GHz resonator.
(V: 5dB/div, Sweep freq. 8~12GHz H: 400MHz/
div.)

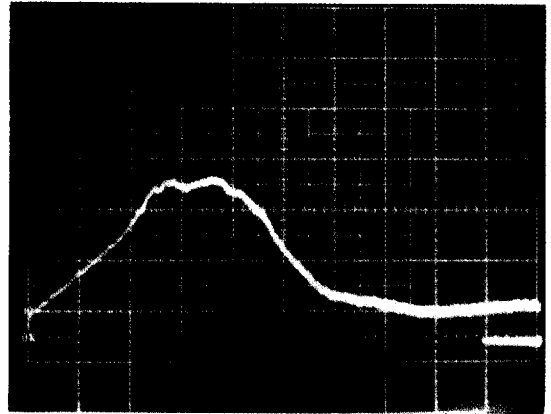


그림 4 周波數變化에 따른 利得特性
Measured gain as a function of frequency for
9.9GHz resonator.
Sweep freq : 8~12[GHz]
Sweep time : 100sec
V : 0.6dB/div.
H : 400MHz/div.

失, 放射 모양 및 周波數變化에 따른 利得特性을
實驗한 것은 각각 그림 2, 3, 4와 같다.

그림 2에서 좌측에 表示된 것이 9[GHz]이고
우측에 表示된 것이 10[GHz]이다

위의 그림 3에서 보면 共振周波數가 약간 左쪽
으로(낮은 周波數) 치우쳐져 있는데 이것은 設計

및 製作上의 誤差로 생각된다.

그림 3 (a)는 E面에 대한 E_{θ} 成分이며 (b)는 H
面에 대한 E_{ϕ} 成分이다. 참고문헌(3)에서 제시된
理論値와 比較的 一致함을 알 수 있다.

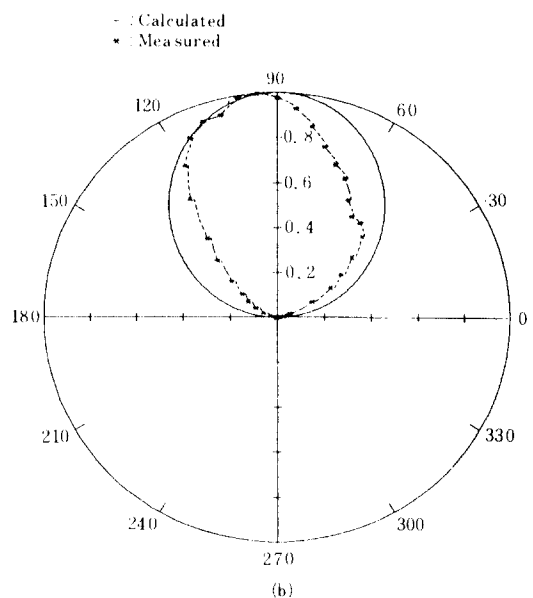
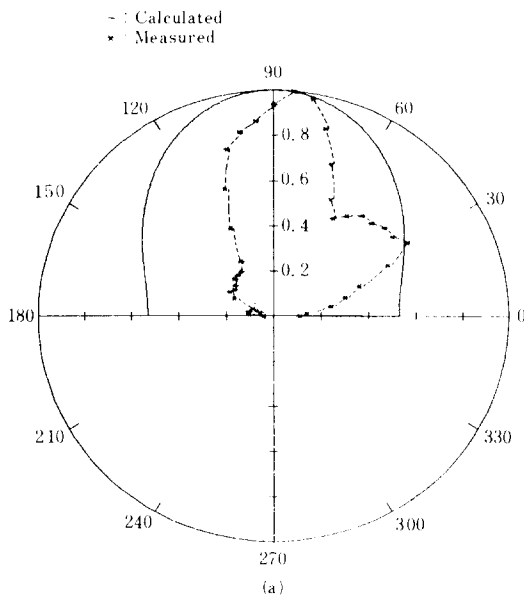


그림 3 (a) E面指向性
E-plane pattern.
(b) H面指向性
H-plane pattern.

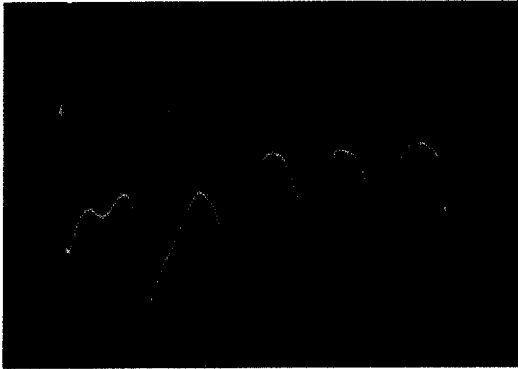


그림 5 配列안테나의 반사손실추경
Measured return loss as a function of frequency
for the antenna shown in Fig.
Sweep freq : 8~12.4GHz
V : 5dB/div.
H : 440MHz/div.

그림 4는 周波數變化에 따른 利得의 相對值를 나타낸 것이다.

3-2 5개의 配列안테나

그림 1에서 보여진 안테나에 대해서 反射損失

과 放射모양 및 周波數에 따른 利得特性을 實驗한 結果는 각각 그림 5, 6, 7과 같다.

그림 5에서 보면 낮은 주파수쪽에서는 比較的 平坦한 반면 높은쪽에서는 emin한 共振特性을 나타내고 있음을 알 수 있다. 中間에 表示된 점이 10[GHz], 높은쪽에 表示한 것이 12[GHz]를 나타내고 있다.

10[GHz]아래쪽에서는 특히 V_{SWR} 이 最大 2.2 以下の 좋은 整合狀態를 나타내고 있다. 그림 6 (a)는 E面指向性이고 (b)는 H面指向性에 대해 각각 E_{θ} , E_{ϕ} 成分을 測定한 것이다.

E面에서 보면 最大指向性方向이 약간 어긋나 있고 또한 窪點(dip point)이 생겨져 있는데 이것은 各共振器間의 상호간섭에 의한 것으로 생각된다. 그림 7은 周波數變化에 따른 相對的인 利得特性을 나타낸다.

그림 7 (a)와 (b)는 각각 E面, H面の 位置에서 測定한 것이다.

앞의 각 경우에 대한 안테나의 임피던스整合特性和 안테나指向性 및 利得測定을 위한 構成圖는 각각 그림 8 (a), (b)와 같다.

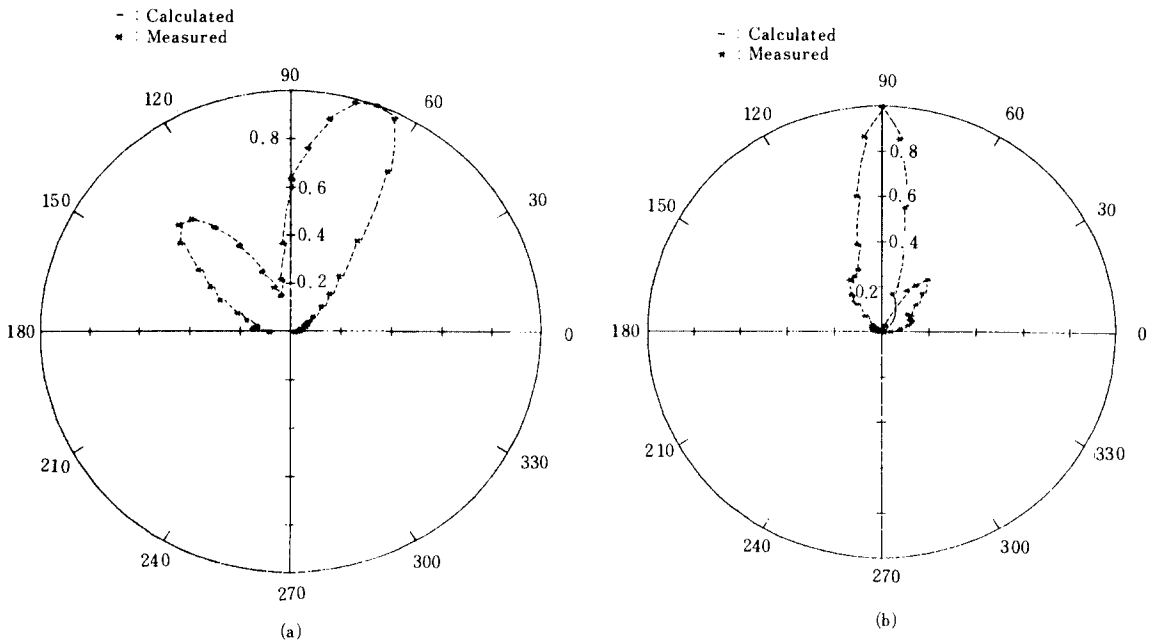
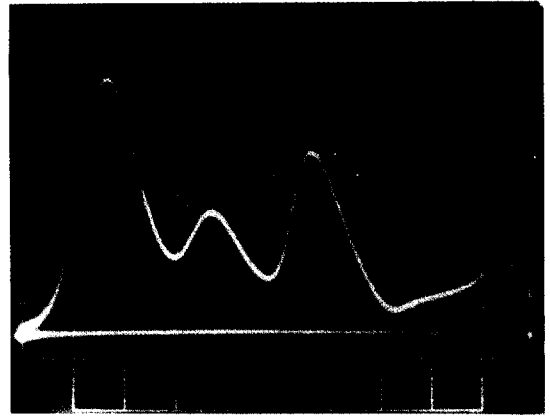
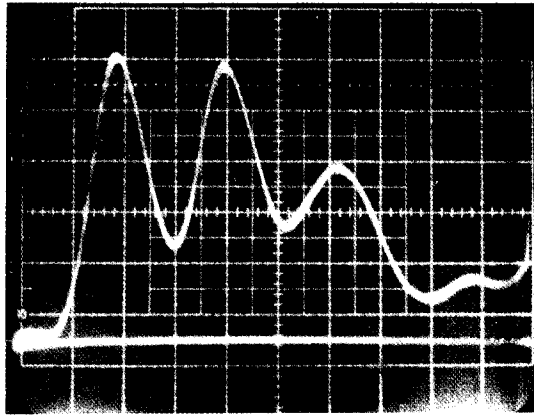


그림 6 (a) E面指向性
E-plane pattern.
(b) H面指向性
H-plane pattern.



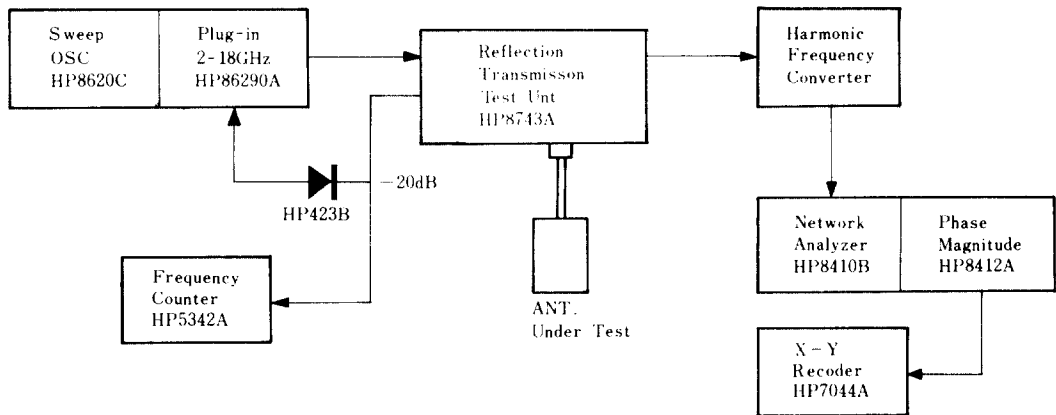
Sweep freq : 8~12GHz
Sweep time : 100sec

(a) E面

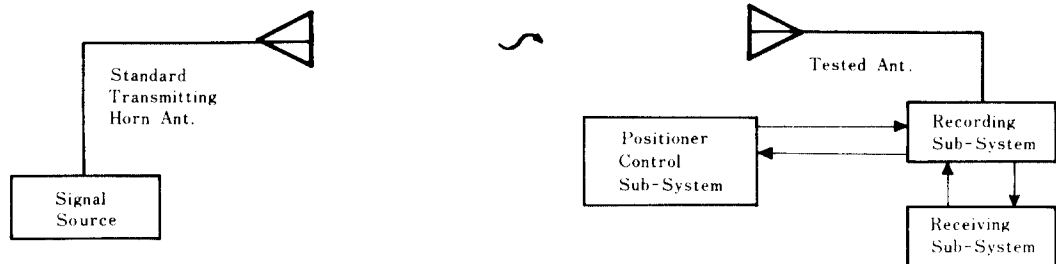
(b) H面

그림 7 주파수에 따른 利得特性

Measured gain as a function of frequency for the antenna a shown in Fig.1.



(a)



(b)

그림 8 (a) 안테나整合特性測定裝置構成圖

Block diagram for the experiments of return loss.

(b) 안테나指向性 및 利得測定系統圖

Block diagram for measurements of the antenna gain and pattern.

4. 結 論

本論文에서 고려한 X 帶域廣帶域準對數週期形 안테나는 配列되는 共振器의 個數와 共振器사이의 共振周波數變化比를 調整함으로써 帶域幅과 最大許容反射損失을 자유로이 決定할 수 있다. 共振器의 個數를 늘릴수록 帶域幅은 넓어짐을 확인할 수 있었고 共振器사이의 共振周波數變化를 작게 할수록 反射損失은 낮아짐을 알았다. 여기서 放射體를 使用한 門板形共振器대신 矩形(rectangular) 또는 타원형의 共振器를 使用하여도 同一한 結果를 얻을 수 있을 것이다. 또한 이와 같은 形態의 안테나를 적당히 配列시키면 高利得, 廣帶域안테나를 設計할 수 있다고 본다.

参 考 文 献

(1) J. Q. Howell, "Microstrip antennas," IEEE Trans. Anten-

nas Propagat., vol. AP-23, pp. 90-93, Jan. 1975.
 (2) H. Poes, J. Bogaers et al, "Wideband quasi-log-periodic microstrip antenna," IEE Proc., vol. 128, pt. H, no. 3, pp. 159-163, June 1981.
 (3) A. G. Derneryd, "Analysis of the microstrip disk antenna element," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, no. 5, pp. 660-664, Sep. 1979.
 (4) I. Wolff, N. Knoppik, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators," IEEE Trans. MMT-22, pp. 857-864, Oct. 1974.
 (5) L. C. Shen, S. A. Long et al, "Resonant frequency of circular disk, printed-circuit antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., Symp. Digest, pp. 100-103, June 1977.
 (6) P. Hammer, D. Van Bouchaute, D. Verschraeven, and A. Van de Caplle, "A Model for calculating the radiation field of microstrip antenna," IEEE Trans., AP-27, pp. 267-270, March 1979.
 (7) R. E. Collin and F. J. Zucker, "Antenna theory, part I," McGraw-Hill, pp. 61-74, 1969.
 (8) K. C. Gupta, Ramesh Garg and I. J. Bahl, "Microstriplines and slotlines," Artech, pp. 65-99, 1979.



鄭宗哲 (Jong Chul JUNG) 正會員
 1948年 2月26日生
 1970年 2月 : 韓國航空大學卒業 (工學士)
 1980年~1982年 : 建國大學校大學院電子工學科 (工學碩士)
 1971年~1974年 : 高麗大學校電子工學科助教
 1974年~1978年 : 統營水產專門大學電子科助教授

1978年 : 大田工業專門大學電子科助教授
 1983年~現在 : 研究所勤務



李鍾岳 (Jong Arc LEE) 正會員
 1940년 6월20일생
 1953. 4~1959. 3 : 국립서울사범학교
 1960. 4~1966. 2 : 한양대학교공과대학전기과 (공학사)
 1967. 9~1970. 2 : 연세대학교전기과 석사과정 (공학석사)
 1970. 9~1974. 2 : 연세대학교공과대학전기과박사과정 (공학박사)

1974. 4~1975. 3 : 일본京都大學전자과연구원
 1979. 8~1980. 7 : 프랑스Lyon제일대학물리과연구원
 1982. 8~현재 : 건국대학교공과대학전자공학과장