

準對數週期形廣帶域 마이크로스트립 안테나設計 (Design of a Wideband Quasi-Log-Periodic Microstrip Antenna)

李文秀,*李相高**

(Mun Soo Lee and Sang Seol Lee)

要 約

圓板形 마이크로스트립 패치를 基本 素子로 하여 準對數週期形 廣帶域 마이크로스트립 안테나를 設計한다. 各 放射素子들은 終端이 開放된 主給電 마이크로스트립 線路上에서 整合線路를 通하여 直列 給電된다.

設計 製作된 안테나의 定在波比는 周波數 2.72~3.43GHz 範圍內에서 약 2.3以下로 됨이 實驗的 結果로 나타났다.

Abstract

A wide band quasi-log periodic microstrip antenna is designed using circular-disc microstrip patches as a basic radiator.

The radiating elements are series-fed by a coplanar feeding network which consists of an open circuited feed line with a branch line connected to each radiating element.

Experiment results show that the values of VSWR are less than 2.3 over the range of 2.72-3.43 GHz.

I. 序 論

마이크로스트립 안테나의 基本素子로는 正方形, 矩形, 圓形, 橢圓形, 다이폴형 등이 있으나 解析 및 製作上의 容易性때문에 正方形과 圓形이 主로 使用되고 있다.

이 마이크로스트립 안테나 素子들은 放射效率이 낮고 帶域幅이 좁은 短點이 있는 反面에 小形, 輕量, 平面性, 印刷回路化 등의 利點이 있어 航空機, 宇宙船 등에 使用될 수 있다.

마이크로스트립 안테나 素子の 主要한 短點인 狹帶域性을 改善하기 위하여 多層形 안테나, 스파이어를

(spiral) 안테나, 對數週期形 안테나 등 여러 가지 안테나가 開發되었다.

H. Poes^[1]는 正方形 마이크로스트립 패치(patch)를 基本素子로 하여 對數週期的으로 配分된 共振周波數를 갖는 여러 개의 素子를 主給電線路上에 配列시켜 廣帶域 안테나를 實現하였다.

本 論文에서는 圓板形 마이크로스트립 패치를 基本素子로 한 S-밴드用 準對數週期形(quasi-log-periodic) 廣帶域 안테나를 設計하고 製作하여 入力 임피던스와 리턴 로스(return-loss)의 周波數特性, 放射패턴, 電力利得 등을 實驗的으로 考察한다.

II. 圓板形 마이크로스트립 패치 안테나

1. 放射 電界

그림 1과 같이 接地板과 두께 h인 誘電體板 위에 놓인 半徑 a인 圓板形 마이크로스트립 패치 둘레를 側面으로 하는 캐비티(cavity) 內의 電界 및 磁界는 다

*正會員, 濟州大學校 通信工學科

(Dept. of Communication Eng., Jeju National Univ.)

**正會員, 漢陽大學校 工科學 電子通信工學科

(Dept. of Electronic Comm. Eng., Hanyang Univ.)

接受日字: 1983年 3月 31日

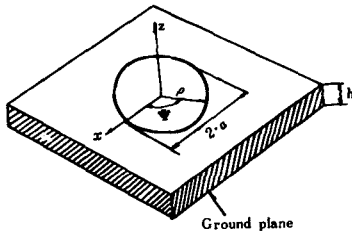


그림 1. 원판형 마이크로스트립 패치 안테나
Fig. 1. Circular disc microstrip patch antenna.

음 식으로 주어진다.^[2]

$$E_z = E_0 \cdot J_n(k \cdot \rho) \cdot \cos n\psi$$

$$H_\rho = -\frac{j\omega\epsilon n}{k^2 \cdot \rho} \cdot E_0 \cdot J_n(k \cdot \rho) \sin n\psi$$

$$H_\psi = -\frac{j\omega\epsilon}{k} \cdot E_0 \cdot J_n(k \cdot \rho) \cdot \cos n\psi \quad (1)$$

여기서 k는誘電體內的 伝播常數, J_n은 第1種 n次 Bessel函數, (')는 (k·ρ)에 對한 微分, E₀·J_n(k·a)는 캐비티 側面的 電界로서 誘電體板의 두께가 波長에 比해 아주 작은 경우에는 一定하다고 본다.

圓板形 마이크로스트립 패치 안테나로부터 放射되는 電界는 다음과 같다.^[3]

$$E_\theta = -j^n \cdot k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \frac{V_0 a}{2} \cdot B_M(k_0 a \sin \theta) \cdot \cos n\phi$$

$$E_\phi = j^n \cdot k_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \frac{V_0 a}{2} \cdot B_P(k_0 a \sin \theta) \cdot \cos \theta \cdot \sin n\phi \quad (2)$$

여기서 V₀는 給電點(ψ=0, ρ=a)의 電壓으로 V₀=hE₀J_n(k·a)이고,

$$B_M(k_0 a \sin \theta) = J_{n-1}(k_0 a \sin \theta) + J_{n+1}(k_0 a \sin \theta)$$

$$B_P(k_0 a \sin \theta) = J_{n-1}(k_0 a \sin \theta) - J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) \quad (3)$$

이다.

2. 共振周波數와 等價半徑

圓板形 마이크로스트립 패치 안테나의 TM_{nm} 모드 의 共振周波數 f_{nm}은

$$\alpha_{nm} = \frac{f_{nm} C_0}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

이다. 여기서 α_{nm}은 第1種 n次 Bessel函數의 m番째

根이고 C₀는 光速, ε_r은 誘電體板의 比誘電率, a_e는 圓板形 마이크로스트립 패치 周邊의 fringing field를 考慮할 때의 等價半徑으로 實際半徑 a와의 關係는 a/h > 1 일때 다음과 같다.^[4]

$$a_e = a \left[1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} (\ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5)$$

3. 入力 임피던스

圓板形 마이크로스트립 패치 안테나의 給電點을 그림 1의 ψ=0 인 半徑上에서 x=ρ(0 ≤ ρ ≤ a)되는 點에 두었을 때 入力 임피던스 Z_{in}(ρ)는^[5]

$$Z_{in}(\rho) = \frac{1}{G} \frac{J_n^2(k \cdot \rho)}{J_n^2(k \cdot a)} \quad (6)$$

이고 給電點을 周邊(ρ=a)에 두었을 때 入力 임피던스는

$$Z_{in}(a) = \frac{1}{G} = R \quad (7)$$

이다. 여기서 R은 에지給電(edge feeding)을 할 때 圓板形 패치의 總 入力 抵抗으로, 放射抵抗을 R_r, 誘電體抵抗을 R_d, 導體板의 電 損失抵抗을 R_c라 하면

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_r} + \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_c} \quad (8)$$

의 關係가 있고 R_r, R_d, R_c는 다음의 式으로 表現된다.^[5]

$$R_r = \left[\epsilon_{no} \frac{(k_0 a)^2}{480} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \{B_M^2(k_0 a \sin \theta) + \cos^2 \theta B_P^2 \cdot (k_0 a \sin \theta)\} \sin \theta d\theta \right]^{-1} \quad (9)$$

$$R_d = \left[\frac{\epsilon_{no} \tan \delta}{4 \mu_0 h f_{nm}} \{k_0 \cdot a\}^2 - n^2 \right]^{-1} \quad (10)$$

$$R_c = \left[\frac{\epsilon_{no} \pi}{4 h^2 \sqrt{\sigma}} (\pi f_{nm} \mu_0)^{-3/2} \{k_0 \cdot a\}^2 - n^2 \right]^{-1} \quad (11)$$

4. 패치의 Q와 帶域幅

圓板形 마이크로스트립 패치는 並列共振回路로 모델링 수 있으며 靜電容量 C와 quality factor Q는 다음 式으로 주어진다.

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \pi a_e^2}{2h} \quad (12)$$

$$Q = 2\pi f_r R C \quad (13)$$

圓板形 마이크로스트립 패치의 入力 임피던스의 周波數 特性을 共振周波數 f_r, Q, R로 表現하면

$$Z_{in}(f) = \frac{R}{1 + jQ \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right)} \quad (14)$$

이고 使用 周波數 帶域內의 最大 許容定在波比를 S라 할 때 帶域幅 BW는

$$BW = \frac{1}{Q} \frac{S-1}{\sqrt{S}} \times 100[\%] \quad (15)$$

이다.

III. 안테나 設計

共振周波數가 對數週期的으로 配分(配分係數 q) 된 여러개의 圓板形 마이크로스트립 패치를 主給電 마이크로스트립 線路(特性 임피던스 50Ω)에 그림 2와 같이 配列시켜 準對數週期形 안테나를 實現할 수 있다. 여기서 準對數週期形이라함은 各 圓板形 패치의 共振周波數는 對數週期的으로 配分되어 있으나 안테나가 均一한 基板위에 製作되고 給電線路上的의 各 패치의 位置가 對數週期的으로 되어 있지 않음을 뜻한다.

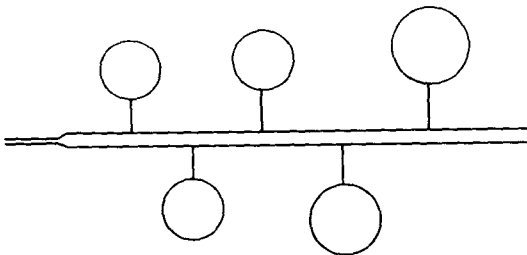


그림 2. 제작된 안테나 모양

Fig. 2. Picture of the fabricated antenna.

周波數 配分係數 q는 各 圓板形 패치의 帶域幅과 最大 許容 定在波比, 이웃하는 패치사이의 共振周波數 間격을 考慮하여 定한다.

S-밴드用 廣帶域 안테나를 設計하기 위해 周波數 配分係數 q를 0.95(q가 0.95보다 크면 帶域內의 整合 狀態는 改善되나 素子數가 增加되고 0.95보다 작으면 整合狀態는 나빠지나 素子數가 줄어든다)로 하였을 때 各 素子의 共振周波數(TM₁₁ mode), 等價半徑, 實際半徑, 임피던스 등을 컴퓨터를 利用하여 구한 結果는 표 1과 같다.

各 안테나 素子의 位置는 主給電線路의 開放 終端으로 부터 $\frac{n\lambda_{gm}}{2}$ (n=1, 2, 3, 4, 5)의 位置에 配列하고 안테나 素子和 主給電線路間에 임피던스 整合用 $\frac{\lambda_{gm}}{4}$ 線路를 둔다. λ_g 는 實效波長으로 自由空

표 1. 안테나 소자특성의 계산치

Table 1. Calculated values of the characteristics of the antenna elements.

No.	f _r (GHz)	a (mm)	R _r (Ω)	R (Ω)	C (PF)	Q
1	2.68	19.8	454	377	9.86	63
2	2.82	18.8	454	381	8.90	60
3	2.97	17.8	454	385	8.03	58
4	3.13	16.9	454	389	7.23	55
5	3.29	16.0	454	392	6.54	53
h=1.516mm, tan δ=0.0018, ε _r =2.5						

間 波長 λ₀와는

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (16)$$

의 關係가 있으며 分散效果(dispersion effect)를 考慮할 때 實效誘電率 ε_{eff}(f)는

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + G \cdot \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (17)$$

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + G \cdot \left(\frac{f}{f_p}\right)^2}$$

로 된다. 여기서 $f_p = \frac{Z_0}{2\mu_0 h}$, $G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60}\right)^{\frac{1}{2}} + 0.004Z_0$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-1}$$

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right)$$

이다.

主給電線路의 開放 終端에서 終端效果(end effect)를 考慮할 때, n번째 안테나 素子의 位置 $\frac{n\lambda_{gm}}{2}$ 에서 다음 式으로 주어지는 等價終端效果長(equivalent end effect length) Leo 만큼 減해야 한다.

$$Leo = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \left(\frac{W/h + 0.262}{W/h + 0.813} \right) \quad (18)$$

한편 主給電線路와 $\frac{\lambda}{4}$ 整合線路의 폭 W는, $\frac{W}{h} \leq 2$ 인 경우

$$W = \frac{8h \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (19)$$

$\frac{W}{h} \geq 2$ 인 경우

$$W = \frac{2h}{\lambda} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (20)$$

여기서

$$A = \frac{Z_0(\epsilon_r + 1)^{\frac{1}{2}}}{60} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.61}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

이며, Z_0 는 線路의 特性 임피던스이다.

主給電線路와 $\frac{\lambda}{4}$ 整合線路에 對한 設計値는 표 2와 같다.

표 2. 마이크로스트립 선로의 설계치

Table 2. Design values of microstrip lines.

No.	f_r (GHz)	λ_g (mm)	$W\frac{\lambda}{4}$ (mm)	$Z_0\frac{\lambda}{4}$ (Ω)
1	2.68	81.4	0.53	137
2	2.82	76.4	0.52	138
3	2.97	72.5	0.51	139
4	3.13	68.7	0.50	139.4
5	3.29	64.4	0.49	140

$W_{main} = 4.36\text{mm}, \quad Leo = 0.69\text{mm}$

IV. 實驗 및 考察

1. 안테나 製作

안테나 製作에 使用된 基板은 3M社의 GT-060이며 이 基板의 比誘電率은 2.5, $\tan \delta$ 는 0.0018 두께 h 는 1.51638[mm]이다. 표 1과 표 2의 計算値에 依해 設計된 안테나는 포토에칭(photo etching)法으로 製作하였다.

2. 實驗結果 및 考察

안테나 리턴로스(return loss)의 周波數特性을 測定한 結果는 그림 3과 같다. 反射는 3.32 GHz에서 가장 크게 나타났고 이 周波數에서 리턴로스는 -8dB, 定在波比는 2.3이다. 最大 許容 定在波比 2.3 以下로 되는 周波數 範圍는 2.72~3.34GHz로서 帶域幅이 약 23%로 되어 패치 하나의 帶域幅(1.2~1.5%)에 비해 크게 增加되었다. 그러나 反射가 가장 적게 될 共振周波數는 設計値와 다르게 나타나는데 이것은 패치 相互間의 結合, 設計値의 理論的 誤差, 特히 $\frac{\lambda}{4}$ 整合線路幅이 設計値대로 正確히 製作되지 못한點 等에 起因

된다고 생각된다.

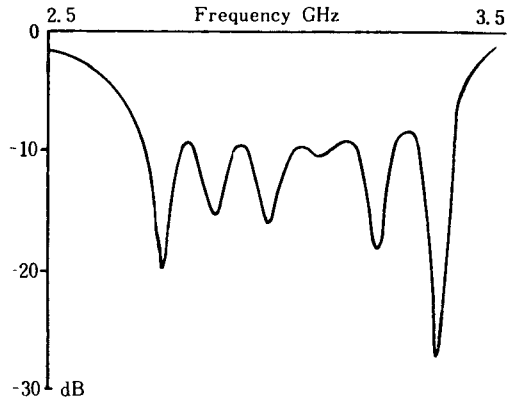
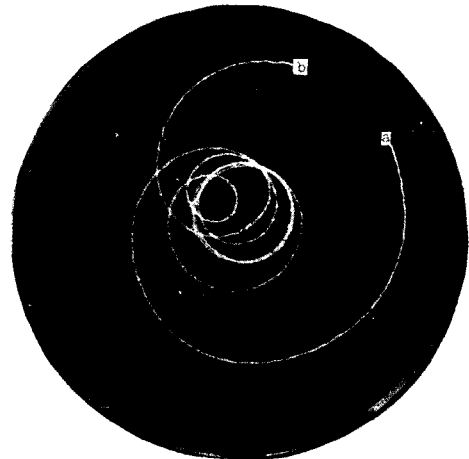


그림 3. 리턴로스의 주파수 특성

Fig. 3. Frequency response of return loss.

周波數 2.5~3.5 GHz 範圍에서 안테나의 入力 임피던스를 測定한 結果는 그림 4와 같다.



a : 2.5 GHz b : 3.5 GHz

그림 4. 안테나 입력 임피던스의 주파수 특성

Fig. 4. Input impedance loci of the antenna.

整合狀態가 가장 좋은 周波數(3.39 GHz)와 가장 나쁜 周波數(3.32 GHz)에서 E面 및 H面 패턴을 測定한 結果는 그림 5와 같다.

다이폴 안테나를 基準으로 하여 電力利得을 測定한 結果는 3.39 GHz에서 10.5 dB, 3.32 GHz에서 4.5 dB

V. 結 論

圓板型 마이크로스트립 패치를 基本 素子로 하여 S-매트用 準 對數 週期形 廣對域 안테나를 設計하고

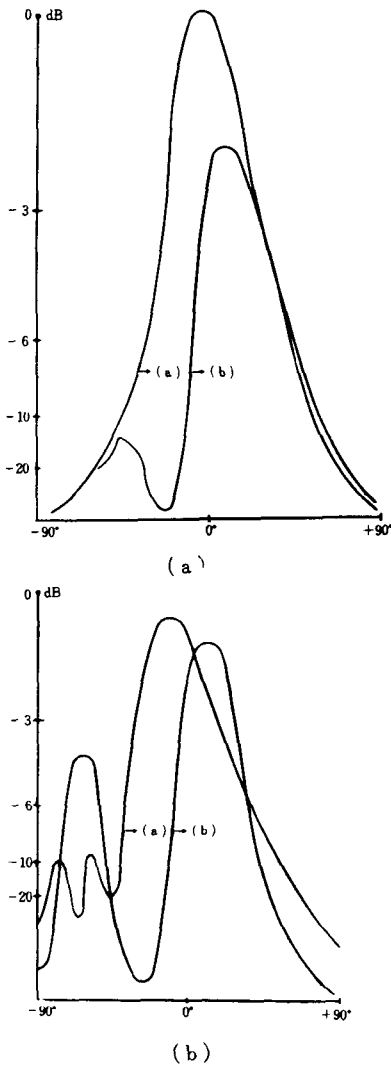


그림 5. 방사패턴 (a) H-면 패턴 (b) E-면 패턴

Fig. 5. Radiation patterns.

(a) H-plane (b) E-plane

a : 3.39 GHz, b : 3.32 GHz.

製作하여 리턴로스를 測定한 結果 2.73~3.43 GHz의 周波數 範圍에서 定在波比가 2.3以下로 되었다. 本 안테나는 圓板形 마이크로스트립 패치 5개를 使用한 어레이 안테나로서 약 23%의 廣帶域 整合特性(最大 許容定在波比를 2.3으로 할 때)을 얻었고 어레이 效果로 因하여 電力 利得도 크게 增加하였다.

안테나 製作을 보다 正確히 한다면 共振周波數도 設計值에 좀더 接近할 것으로 생각된다.

參 考 文 獻

- [1] H. pue Ir, "Wideband quasi-log-periodic microstrip antenna," *IEE Proc*, vol. 128, pt. H, no. 3, pp. 159-163, June 1981.
- [2] J. Watkins, "Circular resonant structures in microstrip," *Electron. Lett.*, vol. 5, pp. 524-525, Oct. 1969.
- [3] E. J. Martin, "Radiation fields of circular loop antennas by a direct integration process," *IRE Trans. Antennas Propagat*, vol. Ap-8, pp. 105-107, Jan. 1960
- [4] I. Wolff and N. Knoppik, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators," *IEEE Trans*, MTT-22, pp. 857-864, 1974.
- [5] Anders G. Derneryd, "Analysis of the microstrip disk antenna element," *IEEF Trans. Antennas and Propagat*, vol. Ap-27, no. 5, pp. 660-664, Sep. 1979.