

廣帶域 마이크로스트립 안테나 設計

李文秀 · 張 幸 成

Design of Wideband Microstrip Antenna

Mun-soo Lee, Jae-sung Chang

Summary

The radiation fields, input impedance, resonant frequency, bandwidth and Q of a circular-disc microstrip patch antenna are theoretically investigated.

A wideband quasi log-periodic microstrip antenna is designed using circular-disc microstrip patch antennas as basic radiators.

It is experimentally proved that the values of VSWR are less than 1.8 over the range of 8-12GHz.

緒 言

마이크로스트립 패치(Patch)안테나의 基本素子로는 短形과 圓板形이 주로 使用되고 있다.

마이크로스트립 패치 안테나는 帶域幅이 좁고 放射 効率이 낮은 缺點이 있으나 小形이고 低廉한 價格, 平面附着이 可能한 長點이 있다.

마이크로스트립 안테나의 帶域幅을 改善하기 위한 方法으로 多層形 마이크로스트립 안테나(Hall, 1979), Spiral Antenna(WARKEN. Stutzman, 1981) 對數 週期形 안테나(Hall, 1980)等 여러가지 方法과 技術이 開發되었다.

H. PUES(PUES, 1981) 主給電 마이크로스트립 線路上에 短形마이크로스트립 패치 안테나를 基本素子로 하여 이들을 對數週期的으로 配列시켜 X-Band用 廣帶域 마이크로스트립 안테나를 開發하였다.

本論文에서는 H. PUES가 開發한 안테나의 基本素子인 短形 마이크로스트립 패치 안테나 대신 圓板形 마이크로스트립안테나를 基本素子로한 準對數週期形 X-Band用 廣帶域 마이크로스트립 안테나를 設計 製作하였다.

設計製作된 안테나는 8~12[GHz]帶域內에서 電壓 定在波比가 1.8以下로 됨이 實驗的으로 確認되었다.

圓板形 마이크로스트립 패치 안테나

放射電界

그림 1과 같이 接地板과 두께 h인 誘電체板위에 인 半徑 a인 圓板形 마이크로스트립안테나 素子の 들레를 側面으로 하는 Cavity內的 電磁界는 다음과 같 이 된다(Derneryd, 1979)

$$E_z = E_0 J_n(k_c \rho) \cos n\psi.$$

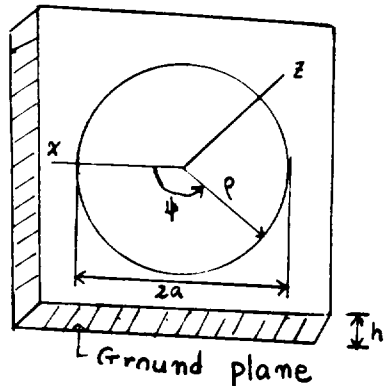


Fig 1. Circular Disc Microstrip Patch Antenna.

$$H_z = -\frac{jw\epsilon n}{k^2\rho} E_0 J_n(k \cdot \rho) \sin n\phi$$

$$H_\phi = -\frac{jw\epsilon}{k} E_0 J_n'(k \cdot \rho) \cos n\phi \dots\dots\dots(1)$$

여기서 k 는 誘電체內的 傳播常數이고 J_n 은 第1種 n 次 Bessel函數이며, $(')$ 는 $(k \cdot \rho)$ 에 대한 微分이다. 또한 $E_0 J_n(k, a)$ 는 안테나 Cavity 側面($\psi=0, \rho=a$)이 電界로서 誘電체板의 두께가 波長에 비해 작은 경우에는 일정하다고 본다.

圓板形 마이크로스트립 패치 안테나로부터 放射되는 電界는 다음과 같이 된다(Derneryd, 1979)

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

$$E_\phi = j^m k_0 \frac{e^{-j k_0 r}}{r} \cdot \frac{V_0 a}{2} B_p(k_0 a \sin \theta) \sin n\phi \dots\dots(2)$$

여기서 V_0 는 給電點($\psi=0, \rho=a$)의 電壓이며 $B_m(k_0 a \sin \theta), B_p(k_0 a \sin \theta)$ 는 다음과 같다.

$$V_0 = h E_0 J_n(k \cdot a)$$

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

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

共振周波數

圓板形 마이크로스트립 패치 안테나의 TM_{nm} mode의 共振周波數 f_{nm} 은 다음과 같다.

$$f_{nm} = \frac{\alpha_{nm} C_0}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots\dots(3)$$

여기서 α_{nm} 은 第1種 n 次 Bessel函數의 m 번째 根이고, C_0 는 光速이며, ϵ_r 은 誘電체板의 非誘電率이다. 또한 a_0 는 圓板形 마이크로 스트립 패치 안테나 주변의 fringing field를 고려하였을때 等價半徑으로 실제半徑 a 와는 다음과 같은 관계가 있다(InGo Wolf, 1974)

$$a_0 = a \left[1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} (I_n \frac{\pi a}{2h} + 1.7726) \right]^{1/2} \dots\dots\dots(4)$$

$$a/h \gg 1$$

入力 임피던스

圓板形 마이크로스트립 패치 안테나에서 給電點을 ($\psi=0, \rho$)에 두었을 때 入力 임피던스 $Z_{in}(\rho)$ 는 다음과 같다(Derneryd, 1979)

$$Z_{in}(\rho) = \frac{1}{G} \frac{J_n^2(K \cdot \rho)}{J_n^2(K \cdot a)} \dots\dots\dots(5)$$

그리고 給電點이 마이크로스트립 패치 안테나 주변 ($\psi=0, \rho=a$)에 있을 경우는 다음과 같다.

$$Z_{in}(a) = \frac{1}{G} = R \dots\dots\dots(6)$$

또한 放射抵抗을 R_d , 誘電체抵抗을 R_s , 導體의 Ohm 損失抵抗을 R_c 라 할때 圓板形 마이크로스트립 패치 안테나의 總 入力 임피던스 R 은 다음과 같이 된다.

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_r} + \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_c} \dots\dots\dots(7)$$

$$R_r = \left[\epsilon_{no} \frac{(k_0 a)^2}{480} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \{ B_m^2(k_0 a \sin \theta) + \cos^2 \theta B_p^2(k_0 a \sin \theta) \} \sin \theta d\theta \right]^{-1} \dots\dots\dots(8)$$

$$R_d = \left\{ \frac{\epsilon_{no} \tan \delta}{4\mu_0 h \ln m} (k \cdot a) - n^2 \right\}^{-1} \dots\dots\dots(9)$$

$$R_c = \left[\frac{\epsilon_{no} \pi (\pi \ln m \mu_0)^2}{4h^2 \sqrt{\sigma}} \{ (k \cdot a)^2 - n^2 \} \right]^{-1} \dots\dots(10)$$

식(8) (9) (10)에서

$$\epsilon_{no} = 2, \quad n=0$$

$$= 1, \quad n \neq 0$$

이다. 그리고 $\tan \delta$ 는 誘電체板의 損失係數이며 σ 는 銅의 導電率을 나타낸다.

Q와 帶域幅

圓板形 마이크로스트립 패치안테나의 Q와 정전용량

C는 다음과 같다.

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \pi a_r^2 / 2h \dots\dots\dots(11)$$

$$Q = 2\pi f_r RC \dots\dots\dots(12)$$

여기서 f_r 은 共振周波數를 나타낸다.
圓板形 마이크로스트립 패치 안테나 素子の 入力임피던스를 Q와 R로 나타내면 다음과 같다.

$$Z_{in}(f) = \frac{R}{1 + jQ(f/f_r - f_r/f)} \dots\dots\dots(13)$$

사용周波數 帶域內의 最大 허용 定在波比를 S라고 하면 圓板形 마이크로스트립 패치 안테나 素子の 帶

域BW는 다음과 같다.

$$BW = \frac{1}{Q} \frac{S-1}{\sqrt{S}} \times 100(\%) \dots\dots\dots(14)$$

廣域域 마이크로스트립 안테나의 設計

안테나素子の 設計

等價半徑과 실제반경은 式(3)과 (4)로서 計算하고 式(7)~(8)을 利用하여 Edge Feeding의 경우 共振時 入力임피던스를 計算한다. 式(8)의 R_r 의 計算은 FORTRAN PROGRAM에 의하여 計算하여 안테나素子の 임피던스와 半徑을 表1에 나타냈다.

Table 1. Calculated Values of α , α_r , R_r , R_d , R_c and R.

Antenna Element	f _m (GHz)	a _r (mm)	a (mm)	R _r (Ω)	R _d (Ω)	R _c (Ω)	R (Ω)
1	8.45	6.65	5.98	450.6	20,620.68	78,684.39	438.51
2	9.19	6.11	5.46	454.83	22,929.47	91,240.87	443.81
3	9.99	5.62	4.98	460.06	25,614.75	106,269.92	450.03
4	10.86	5.17	4.55	464.30	28,461.65	123,122.38	455.16
5	11.8	4.76	4.16	468.47	31,594.58	142,451.82	460.14

마이크로스트립 線路의 設計

主給電線路의 特性 임피던스를 50Ω으로 하면 λ/4整合線路의 特性 임피던스를 $\sqrt{50R}$ 이 되며 線路幅W는 다음과 같이 된다.

$$W = \frac{8h \exp(A)}{\exp(2A)-2}, \quad \left(\frac{W}{h} \geq 2\right) \dots\dots\dots(15)$$

$$W = \frac{2h}{\pi} [B-1 - I_n(2B-1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \{I_n(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}\}] \dots\dots\dots(16)$$

$\left(\frac{W}{h} \geq 2\right)$

여기서 A와 B는 다음과 같다.

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\epsilon_r-1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

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

그리고 實効波長λg는 다음과 같이 구한다.

$$\lambda g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \dots\dots\dots(18)$$

여기서 $\epsilon_{eff}(f)$ 는 Dispersion Effect를 考慮할 때의 實効誘電率을 나타내며 다음과 같다.

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{reff}}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)^2} \dots\dots\dots(19)$$

여기서

4 는 문 집

$$f_s = \frac{Z_0}{2\mu_0 h}, \quad \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$$

$$G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60} \right)^{1/2} + 0.004Z_0$$

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

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

이다.

$\frac{\lambda}{4}$ 整合線路의 길이는 $\frac{\lambda}{4} g_n$ ($n=1, 2, 3, 4, 5$)으로 하고 主給電線上的 안테나 素子の 위치는 該當共振周波數에서 主給電線路의 開放終端이 開放狀態가 되도록

하기 위해 안테나 素子를 主給電線路의 開放終端으로부터 $n\lambda g_n$ ($n=1, 2, 3, 4, 5$)되는 곳에 配置한다.

그러나 實際 設計에서는 End Effect를 考慮한 等價終端效果長(Equivalent End Effect length)만큼 短縮시킨다.

Hammerstad와 Bekkadal에 依하면 等價終端效果長 l_{e0} 는 다음과 같다.

$$l_{e0} = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \left(\frac{W/n + 0.262}{\frac{W}{n} + 0.813} \right) \dots\dots\dots(20)$$

主給電線路 및 整合線路의 設値는 2, 3, 4와 같이 구해진다.

Table 2. Design Values of Z_0 , W , λg_n and leo .

Antenna Element	f (GHz)	Z (Ω)	W (mm)	λg_n (mm)	leo (mm)	$n\lambda g$ (mm)	$n\lambda g_n - leo$ (mm)
1	8.45	50	4.4156	24.4528	0.69577	g_1	23.75723
2	9.19	0	//	22.4838	//	$2g_2$	44.27203
3	9.99	50	//	20.6833	//	$3g_3$	61.35433
4	10.86	50	//	19.0264	//	$4g_4$	75.41003
5	11.8	50	//	17.5107	//	$5g_5$	86.85793

Table 3. Design Values of Striplines.

Antenna Element	Reson. freq. (GHz)	Charact. Imp. (Ω)	Line width (mm)	λg (mm)	$\lambda g_n/4$ (mm)
1	8.45	148	1.7015	26.101	6.52525
2	9.19	149	1.6643	24.005	6.00125
3	9.99	150	1.6282	22.874	5.71850
4	10.86	151	1.5928	20.3225	5.080625
5	11.8	152	1.5582	18.7078	4.67695

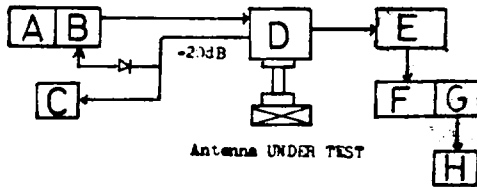
Table 4. Calculated Value of Q.

Antenna Element	f (GHz)	a (mm)	a (mm)	R (Ω)	C (PF)	Q
1	8.45	5.98	6.65	439	0.98874	23.0
2	9.19	5.46	6.11	444	0.83468	21.4
3	9.99	4.98	5.62	450	0.70617	19.9
4	10.86	4.55	5.17	455	0.53761	18.5
5	11.8	4.16	4.76	460	0.50658	17.3

안테나 製作, 實驗 및 考察

基板의 材質은 3M社의 LX-0600-45를 사용하였으며 材質의 特性은 誘電체常數(X-Band) $\epsilon_r = 2.45 \pm 0.04$ 이고 誘電체損失 $\tan\delta = 0.0018$ 이며 기판의 두께 $h = 1.524 \pm 0.051$ (mm)이다.

理論에 의하여 計算된 設計값에 따라 製作한 안테나는 그림2와 같다.



AN002
LX-0600-45

Fig 2. Photograph of Designed Antenna.

그림3과 같은 Network Analyzer System을 이용하여 製作된 안테나의 임피던스整合特性을 測定하였다.

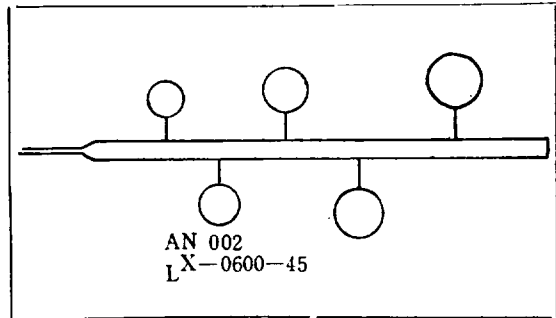


Fig 3. Block Diagram for Experiments.

Table 5. Measuring Equipments for Experiments.

	Equipments	Model
A	Sweep Osc.	Hp 8,620 C
B	PLUG-IN (2-18 GHZ)	Hp 86,290 A
C	Frequency Counter	Hp 5,342 A
D	Reflection Transmission Test Unit	Hp 8,743 A
E	Harmonic frequency Converter	
F	Network Analyzer	Hp 8,410 B
G	Phase maqnitude display	Hp 8,412 A
H	X-Y Recorder	Hp 7,044 A

考 察

안테나의 Return Loss를 測定한 결과는 그림4와 같이 X-Band의 周波數帶域內에서 最大定在波比 1.8이

하가 되는 整合狀態가 됨을 알 수 있었다. 특히 각 안테나素子の 共振周波數 부근에서는 좋은 整合狀態로 나타났다.

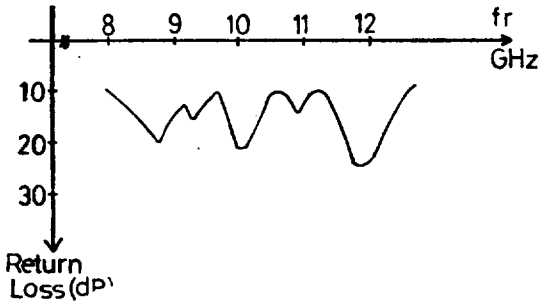


Fig 4. Frequency Response of Return Loss (Measured Values).

摘 要

圓板形 마이크로스트립 패치 안테나를 基本素子로 한 準對數周期形 안테나를 設計製作하였다.

실험결과 Return loss特性은 X-Band內에서 만족스런 결과를 얻었다.

素子間의 결합에 의한 영향을 적게하기 위하여 안테나素子의 開放終端으로 부터 $n\lambda_g$ 으로 하였다.

周波數 配分係數 q 를 0.92로 하였으나 q 를 이보다 약간 크게하면 사용주파수 내에서 보다 평탄한 整合特性을 얻을 것으로 기대된다.

引 用 文 獻

- Derneryd A. G., "Analysis of the Microstrip Disk Antenna Element", IEEE Trans., Vol Ap-27, No 5, pp.660-664, Sep. 1979.
- Pues H. Ir. "Wide band quasi-log periodic microstrip antenna", IEE proc., Vol 128, pt. H, No 3, pp.159-163, June, 1981.
- Ingo Wolff, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators" IEEE Trans. Vol. MTT-22, No 10, pp.857-864. Oct. 1974.
- Keen K. M., "A planar log-periodic antenna", IEEE Trans., Ap-22. pp.489-490. 1974.
- Hall P. S., Wood, C., and Garret C., "wide band width microstrip antennas for circuit integration", Electron Lett., 15, pp.458-460, 1979.
- Hall P. S., "New wideband microstrip antennas using log-periodic technique," Electron. Lett., 16, pp.127-128, 1980.
- Stutzman W. L., 1981, Antenna Theory and Design, John Wiley & Sons, Inc.