

論文97-34D-1-1

비여진 소자를 추가한 원형 마이크로스트립 안테나

(A Circular Microstrip Antenna with a Parasitic Element)

具仁謨*, 李相高**

(Inmo Koo and Sangseol Lee)

요 약

본 논문에서는 비여진 소자를 추가하여 원형 마이크로스트립 안테나의 대역폭을 향상시킨다. 비여진 소자는 원뿔형, 원판형, 고리형 3종류로 하여 대역폭, 복사패턴 및 입력 임피던스를 측정하였다. 각 비여진 소자의 최적 크기 및 패치로부터의 높이에 대한 대역폭의 변화를 측정하였다. 고리형의 경우 패치로부터 비여진 소자까지의 높이가 10 mm 인 곳에서 대역폭이 크게 개선되었고, 원뿔형과 원판형에서는 높이가 45 mm일 때 최대 대역폭을 나타내었다.

Abstract

In this paper, several parasitic elements are added to the circular microstrip antenna in order to increase its bandwidth. Three kinds of parasitic elements such as cone, circular plate, and ring types are applied and input VSWRs, radiation patterns, and input impedances are measured. The optimal sizes of each parasitic element are obtained and the variations of the bandwidth according to the height from the patch are also measured. In the case of the ring type, the optimum bandwidth is obtained at the height of 10mm from the patch to the parasitic element. In the cases of conical and circular plate types, the maximum bandwidth is obtained at the height of 45mm from the patch to the parasitic elements.

1. 서 론

마이크로스트립 안테나는 1953년 Deschamps가 제안한 이래 여러 안테나 시스템에 널리 사용되고 있다. 마이크로스트립 안테나의 장점은 높이가 낮고(low-profile), 가볍고, 가격이 저렴하며, 소형으로 휴대하기 편리하고, 대량생산에 적합하다. 따라서 항공기, 미사일,

* 正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科, 案山專門大學 電子通信科

(Dept. of Electronic comm. Eng. Hanyang Univ., Dept. of Electronic comm. Ansan Junior college.)

** 漢陽大學校 電子電氣工學部

(School of Electronic and Electrical Eng., Hanyang Univ.)

接受日字:1996年8月29日, 수정완료일:1997年1月11日

로켓트, 통신 위성등과 같은 고속 이동체의 안테나로서 많이 이용되고 있다. 그러나 마이크로스트립 안테나의 대역폭은 다른 안테나에 비하여 매우 좁다. 그동안 마이크로스트립 안테나의 대역폭을 향상시키기 위한 많은 연구가 진행되어 왔다^[1]. Itami는 비여진 소자를 추가하여 대역폭이 늘어나는 것을 확인하였고 Araki와 Ueda는 비여진 소자를 추가한 원형 마이크로스트립 안테나의 특성을 Hankel 변환을 이용하여 해석하였다^{[2][3][4]}. Suzuki와 Chiba는 대역폭을 고려한 설계 방법을 제안하였으며^[5], 양호도(Quality factor)와 공진 주파수, 기판의 두께, 유전율, 패치의 면적 등을 파라미터로 하였다. 이 외에도 마이크로스트립 안테나의 대역폭을 늘리는 방법으로는 낮은 양호도를 갖는 기판을 사용하는 방법, 광대역 임피던스 정합회로를 이용하는 방법, 어레이 방법등이 있다^{[6][7][8]}.

본 연구에서는 그림 1과 같이 원형 마이크로스트립 안테나에 새로운 비어진 소자를 추가하여 대역폭을 향상시킨다.

II. 원형 마이크로스트립 안테나

그림 1은 원형 마이크로스트립 안테나이다. 이 안테나는 도체로 된 접지면(ground plane) 위에 유전체가 있고 그 위에 원형 도체 패치가 있는 구조이다. 안테나의 원형 패치와 접지면은 전기적 벽(electric wall)으로, 그 옆면은 자기적 벽(magnetic wall)으로 이루어진 원통 공동기(cylindrical cavity)로 근사할 수 있다. 안테나의 두께 h 는 파장에 비해 매우 작기 때문에 공동기 안에 형성되는 전계는 z 성분만 존재하며, 자계는 x, y 성분을 갖는다. 또한 z 에 따라서 전자계는 변하지 않으므로 공동기 안의 전자계는 TM_{nm} 모드를 형성한다.

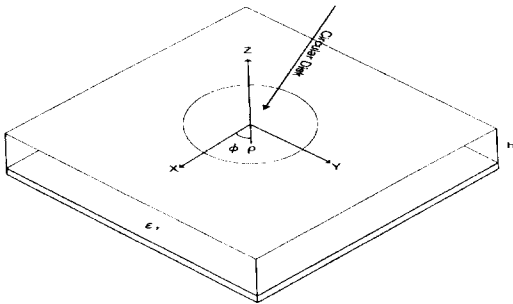


그림 1. 원형 마이크로스트립 안테나
Fig. 1. Circular Microstrip Antenna.

1. 전자계 및 전류

전류원이 존재하지 않는 영역에서 전계에 관한 파동방정식은 다음과 같다.

$$(\nabla^2 + k^2) \vec{E} = 0 \quad (1)$$

여기서 $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ 이다. \vec{E} 가 만족해야 하는 자기적 벽에서의 경계조건은

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial \rho} \Big|_{\rho=a} = 0 \quad (2)$$

이다. 여기서 a 는 원형 패치의 반지름이다. 그리고 전기적 벽에서는 전계가 z 성분만 존재하므로 자동적으로 만족된다. 식 (1)과 (2)로부터 전계를 다음과 같이 원통좌표계 (ρ, ϕ) 로 표현할 수 있다^[9].

$$E_z = E_0 J_n(k\rho) \cos n\phi \quad (3)$$

여기서 $J_n(k\rho)$ 는 n 차 베셀 함수(Bessel function)이다. 식 (3)으로부터 공동기에 형성되는 자계 및 전계는

$$H_\rho = \frac{j}{\omega\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} = \frac{-jn}{\omega\mu\rho} E_0 J_n(k\rho) \sin n\phi \quad (4)$$

$$H_\phi = \frac{-j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = \frac{-jk}{\omega\mu\rho} E_0 J_n'(k\rho) \cos n\phi \quad (5)$$

$$E_\rho = E_\phi = H_z = 0 \quad (6)$$

이다. 식 (4)와 (5)의 자계는 원형 패치에 다음과 같은 표면 전류를 유기한다.

$$\vec{K} = \hat{n} \times \vec{H} = \hat{\rho} H_\phi - \hat{\phi} H_\rho \quad (7)$$

그러나 원형 패치 모서리에서 표면 전류 K_ρ 는 존재하지 않기 때문에,

$$K_\rho(\rho=a) = H_\phi(\rho=a) = 0 \quad (8)$$

이다. 식 (5), (8)에 의해 다음 식이 성립한다.

$$J_n'(ka) = 0 \quad (9)$$

식 (9)로부터 베셀 함수의 1계 미분값이 영이 되는 점을 구함으로써 공진시 각 모드에 대한 패치 반지름을 구할 수 있다.

표 1. 모드에 따른 $J_n'(ka)=0$ 의 근

Table 1. Several Lower Roots of $J_n'(ka)=0$.

모드(n, m)	ka 의 값
0,1	0
1,1	1.84118
2,1	3.05424
0,2	3.83171
3,1	4.20119

표 1은 베셀 함수의 1계 미분값이 영이 되는 값들을 올림차순으로 정리한 표이다. 여기서 n 은 베셀 함수의 차수이고, m 은 $J_n'(ka)$ 가 영이 되는 ka 값의 순서를 나타낸다. 주어진 주파수에서 공진이 일어나기 위한 원형 패치의 최소 반지름은 $n=m=1$ 일 때의 값이며, 이 모드를 기본 모드(dominant mode)라 한다.

2. 원거리 전계

원거리 전계는 패치와 접지면으로 형성되는 개구면

의 전계로부터 구할 수 있다. 개구면에서의 전계의 크기는 정확히 알 수 없지만, 높이 h 가 파장에 비하여 작은 경우는 상수로 근사할 수 있다. 접지면에 대해 등가자기전류는

$$\vec{M} = 2 \vec{E} \times \hat{n} = 2 E_z \hat{\phi} \quad (10)$$

이다. 여기서, \hat{n} 은 개구면에 수직인 단위 벡터이다. 식 (10)을 개구면에 대해 적분하면 다음과 같이 벡터 전위(vector electric potential)를 구할 수 있다.

$$\vec{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \int_S \vec{M}(\vec{r}') \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} ds \quad (11)$$

여기서 $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ 이다. 벡터 전위에 대해 원거리 전자계는

$$\vec{H}(r) = -j\omega\vec{F} \quad (12)$$

$$\vec{E}(r) = \eta_0\vec{H}(r) \quad (13)$$

이다. 원거리 전계는

$$E_\theta = j^n \frac{Vak_0}{2} \frac{e^{-jk_0r}}{r} \cos n\phi [J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) - J_{n-1}(k_0 a \sin \theta)] \quad (14)$$

$$E_\phi = j^n \frac{Vak_0}{2} \frac{e^{-jk_0r}}{r} \cos \theta \sin n\phi [J_{n+1}(k_0 a \sin \theta) + J_{n-1}(k_0 a \sin \theta)] \quad (15)$$

이다. 여기서 $V = h E_0 J_n(ka)$ 이다.

3. 공진 주파수

TM_{nm} 모드의 공진 주파수는 식 (9)에 의해

$$f_r = \frac{K_{nm}c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (16)$$

이다. 여기서 $K_{nm}(=ka)$ 는 n 차 베셀 함수 1계 미분의 m 번째 영점이고, a_e 는 프린지 필드(fringe field)를 고려한 패치의 실효 반지름으로 다음과 같다^{16) 19)}.

$$a_e = a \left[1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} (\ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726) \right]^{1/2} \quad (17)$$

4. 입력 임피던스

안테나의 입력 임피던스는 안테나 복사특성을 결정하는 중요한 파라미터이다. 공진시 입력 임피던스는 실수로서 다음 식으로 구할 수 있다.

$$R = \frac{V^2}{2P_T} \quad (18)$$

여기서 V 는 급전점의 전압이고 P_T 는 전체 전력손실을 나타낸다. 반지름이 ρ_0 인 점에서 급전하면 윗식은 다음과 같이 표현할 수 있다¹⁹⁾.

$$R = \frac{h^2 E_0^2 J_n^2(k\rho_0)}{2P_T} \quad (19)$$

여기서 h 는 안테나의 높이이다.

5. 대역폭(Bandwidth)

마이크로스트립 안테나의 대역폭은 허용 입력 정재파비 ρ 와 양호도 Q 에 대하여 다음 관계식이 성립한다¹⁹⁾.

$$BW = \frac{\rho - 1}{Q\sqrt{\rho}} \quad (20)$$

일반적으로 대역폭은 유전율이 낮을수록, 기판의 두께가 두꺼울수록 넓어진다¹⁵⁾.

6. 지향성 및 이득

지향성은 평균전력밀도와 주빔전력밀도의 비로 정의된다. 기본모드에 대해 지향성은

$$D = \frac{\frac{1}{2} \text{Re}(E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^*)|_{\theta=0}}{P_r/4\pi r^2} \quad (21)$$

이다. 여기서 $H_\phi = E_\theta/\eta_0$ 이고 H_ϕ^* 와 H_θ^* 는 각각 H_ϕ 와 H_θ 의 공액 복소수이며, P_r 은 복사 전력이다.

안테나의 실효 이득 G_e 는 안테나의 효율 η 와 지향성에 대하여 다음과 같이 정의된다.

$$G_e = \eta D \quad (22)$$

III. 대역폭을 고려한 설계

마이크로스트립 패치 안테나 설계의 주목적은 필요한 주파수 대역에서 원하는 동작특성(performance)을 만족시키기 위한 기판(substrate)과 패치의 규격을 결정하는 것이다. 일반적으로 패치 안테나의 양호도(Quality factor)는 기판의 파라미터들(공진 주파수, 두께, 유전율등)의 직접적인 함수로 표현될 수 없다. 따라서 지금까지는 공진 주파수만을 고려하여 설계하고, 필요한 주파수 대역폭을 얻기 위하여 단계적이거나 시행착

오직 설계 절차를 이용하였다. Suzuki와 Chiba는 수치 계산과 실험에 의해서 얻은 그래프를 이용하여 대역폭을 고려할 수 있는 설계 방법을 제안하였다¹⁵⁾. Suzuki와 Chiba의 설계법에 따라 다음의 규격을 갖는 마이크로스트립 안테나를 설계한다.

주파수 범위 : 2030 ~ 2060 MHz

입력 VSWR < 2 → $QB_r = 0.75$

공진 주파수 $f_0 = 2045$ MHz

비 대역폭 $B_r = 1.47$ %

원형 패치의 기본 모드에 대해서 다음식이 성립한다.

$$f\sqrt{S} = A_0 / \{\sqrt{\epsilon_r} F_1(\epsilon_r, \sqrt{S}/t)\} \quad (23)$$

$$A_0 = k' / (2\sqrt{\pi\epsilon_0\mu_0}) \quad (24)$$

$$k' = 1.8412$$

$$F_1(\epsilon_r, \frac{\sqrt{S}}{t}) = [1 + \frac{2t}{\pi a \epsilon_r} (\ln \frac{\pi a}{2t} + 1.7726)]^{1/2} \quad (25)$$

여기서 t 는 기판의 두께, S 는 패치의 면적, a 는 원형 마이크로스트립 안테나의 반지름을 나타낸다. 패치의 면적 S 를 구하기 위해서 식(25)에 $a = \sqrt{\frac{S}{\pi}}$ 를 대입하면,

$$\begin{aligned} F_1(\epsilon_r, \frac{\sqrt{S}}{t}) &= [1 + \frac{2t}{\pi \epsilon_r} \sqrt{\frac{\pi}{S}} \{ \ln(\frac{\pi}{2t} \sqrt{\frac{S}{\pi}}) + 1.7726 \}]^{1/2} \\ &= [1 + \frac{2t}{\epsilon_r \sqrt{\pi S}} \{ \ln(\frac{\sqrt{\pi S}}{2t}) + 1.7726 \}]^{1/2} \end{aligned} \quad (26)$$

이것 식(26)에서 $x = \frac{\sqrt{\pi S}}{2t}$ 로 치환하면,

$$F_1(\epsilon_r, \frac{\sqrt{S}}{t}) = [1 + \frac{1}{\epsilon_r x} (\ln x + 1.7726)]^{1/2} \quad (27)$$

이다. 식 (23)의 좌변을 x 에 관해서 나타내고 우변에 F_1 을 대입하면,

$$f x \frac{2t}{\sqrt{\pi}} = \frac{1.8412 \times 3 \times 10^8}{2\sqrt{\pi \epsilon_r} \times \sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon_r x} (\ln x + 1.7726)}} \quad (28)$$

이다. 식(28)을 이용하여 공진주파수가 $f = 2.035$ GHz 이고 유전율이 $\epsilon_r = 2.50$, 두께가 $t = 3.18$ mm 인 기판으로 안테나를 제작한다.

식(28)에 f, t, ϵ_r 을 대입하여 정리하면 다음 식을 얻

는다.

$$2.045 = \frac{27.46}{x \sqrt{1 + \frac{0.4}{x} (\ln x + 1.7726)}} \quad (29)$$

이 식에서 x 를 구하면 $x = 12.594$ 임을 알 수 있다. 따라서,

$$x = \frac{\sqrt{\pi S}}{2t} = 12.594$$

$$\sqrt{S} = 45.190 \text{ mm}$$

$$\frac{\sqrt{S}}{t} = 14.21$$

$$a = \sqrt{\frac{S}{\pi}} = 25.49 \text{ mm}$$

이다. 이때 $QB_r = 0.75$ 로부터

$$Q = 51.125$$

임을 알 수 있다.

식(19)에 의해서 $R_m = 62.5$ 일 때 급전 위치 즉, 패치의 중심에서 급전점까지의 거리는 $\rho_0 = 6.63$ mm 이다. 제작된 원형 마이크로스트립 안테나는 그림 2에 나타나 있다.

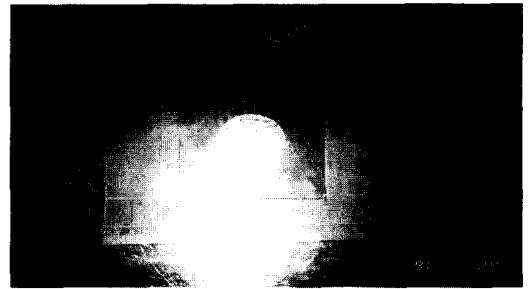


그림 2. 제작된 원형 마이크로스트립 안테나
($\epsilon_r = 2.50, t = 3.18$ mm, $a = 25.49$ mm)

Fig. 2. Photograph of Circular Microstrip Antenna.

($\epsilon_r = 2.50, t = 3.18$ mm, $a = 25.49$ mm).

IV. 비여진 소자를 추가한 원형 마이크로스트립 안테나

그림 3과 같이 원형 마이크로스트립 안테나에 비여진 소자를 추가하면 광대역 특성을 얻을 수 있다. 원뿔형, 원판형, 고리형 비여진 소자를 이용하였다. 각각의 비

여진 소자의 크기는 패치면적 보다 너무 크거나 너무 작게 되면 대역폭에 거의 영향을 주지 않고 패치의 크기와 비슷한 비여진 소자에서 좋은 특성을 보이고 있다. 그림 3의 원뿔형은 반경이 25.5 mm이고 높이가 6.5 mm이다. 원판형은 반경이 25.5 mm이고 동판의 두께는 0.25 mm이고 고리형은 반경이 25.5 mm, 선의 직경은 1.5 mm이다. 또한 패치로부터 비여진 소자까지의 높이 h 를 변화하여 대역폭을 측정한 결과 원뿔형과 원판형은 45 mm 에서 최대 대역폭 30 MHz를 나타내었고, 고리형의 경우 10 mm와 65 mm에서 최대대역폭 33 MHz를 얻을 수 있었다. 이는 비여진 소자가 없는 원형 마이크로스트립 안테나의 대역폭 23 MHz 보다 7 MHz 이상 향상된 것이다. 패치로부터 비여진 소자까지의 높이 h 와 대역폭과의 관계가 그림 4에 나타나 있다. 원형 마이크로스트립 안테나의 높이가 낮은(low-profile) 장점을 유지하면서 대역폭을 늘리기 위해서는 비여진 소자로 고리형이 적합함을 알 수 있다. 측정된 입력 VSWR을 그림 5, 6, 7, 8 에 나타내었다.

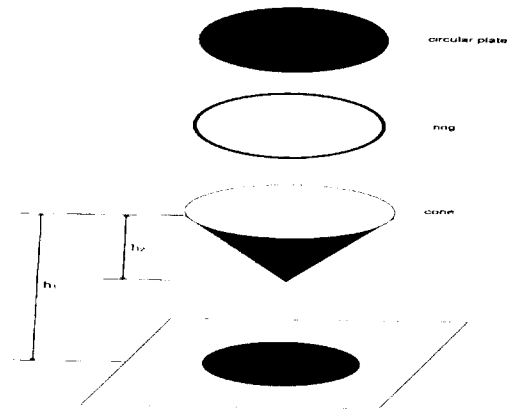


그림 3. 비여진 소자를 추가한 원형 마이크로스트립 안테나
Fig. 3. Circular Microstrip Antenna with Parasitic Elements.

표 2에 공진시 입력 임피던스를 나타내었다. 비여진 소자를 추가한 경우 공진 주파수가 23 MHz 정도 이동하였다. 이는 비여진 소자를 추가함으로써 안테나의 등가회로가 변화한 것으로 볼 수 있다.

복사패턴은 NSI사의 근거리 필드 측정시스템으로 측정하였다. 복사패턴은 비여진 소자를 추가하지 않은 경우와 거의 같다. 지향성은 비여진 소자가 없는 경우 10.488 dBi 이고, 비여진 소자가 원뿔형과 원판형의 경

우는 10.819 dBi, 고리형의 경우는 10.882 dBi 이다. 복사패턴은 그림 9, 10, 11에 나타나 있다.

표 2. 공진시 입력 임피던스
Table 2. Input Impedances at Resonance.

	패치로부터의 높이	중심 주파수	입력 임피던스
패치		$f_0 = 2.047 \text{ GHz}$	$Z = 34 + j21$
고리형	$h = 10 \text{ mm}$	$f_0 = 2.07 \text{ GHz}$	$Z = 56 + j5$
원판형	$h = 45 \text{ mm}$	$f_0 = 2.07 \text{ GHz}$	$Z = 54 + j20$
원뿔형	$h = 45 \text{ mm}$	$f_0 = 2.07 \text{ GHz}$	$Z = 60 + j12$

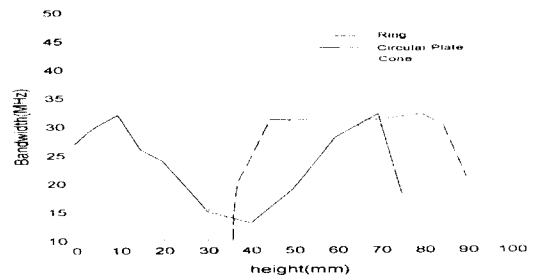


그림 4. 패치로부터 비여진 소자까지의 높이와 대역폭
Fig. 4. Bandwidth and Height from the Patch to the Parasitic Element.

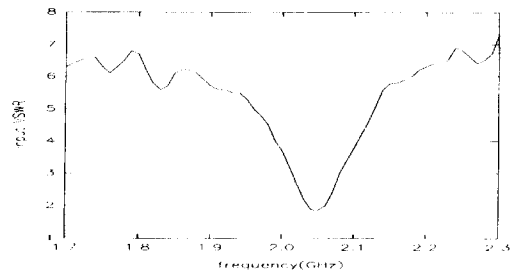


그림 5. 원형 마이크로스트립 안테나의 입력 VSWR
Fig. 5. Input VSWR of Circular Microstrip Antenna.

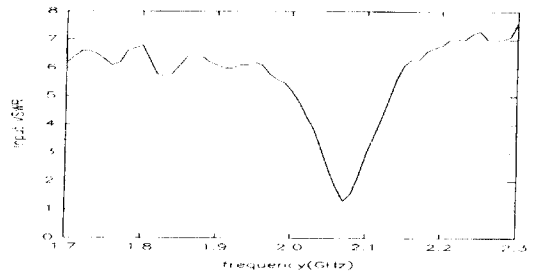


그림 6. 원뿔형 비여진 소자를 추가한 마이크로스트립 안테나의 입력 VSWR
Fig. 6. Input VSWR of Circular Microstrip Antenna with Conical Parasitic Element.

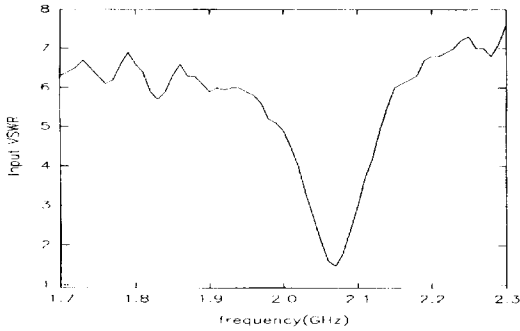


그림 7. 원판형 비여진 소자를 추가한 마이크로스트립 안테나의 입력 VSWR
 Fig. 7. Input VSWR of Circular Microstrip Antenna with Circular Plate Parasitic Element.

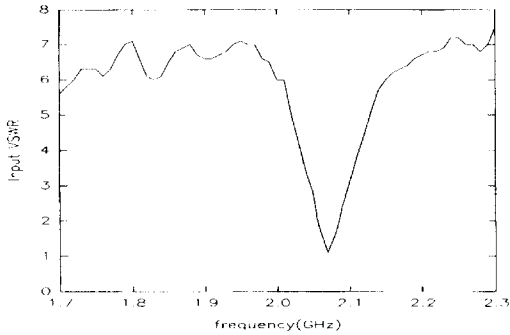


그림 8. 고리형 비여진 소자를 추가한 마이크로스트립 안테나의 입력 VSWR
 Fig. 8. Input VSWR of Circular Microstrip Antenna with Ring Parasitic Element.

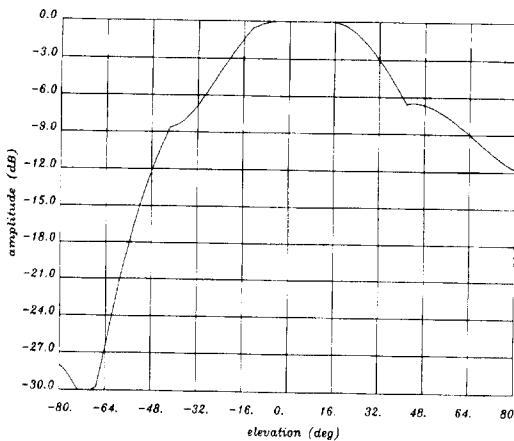


그림 9. 원형 마이크로스트립 안테나의 복사패턴
 Fig. 9. Radiation Pattern of Circular Microstrip Antenna.

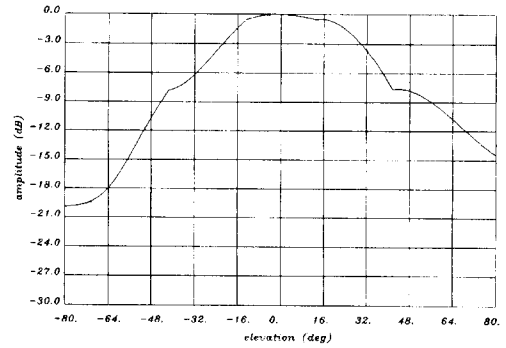


그림 10. 원뿔형 비여진 소자를 추가한 마이크로스트립 안테나의 복사패턴
 Fig. 10. Radiation Pattern of Circular Microstrip Antenna with Conical Parasitic Element.

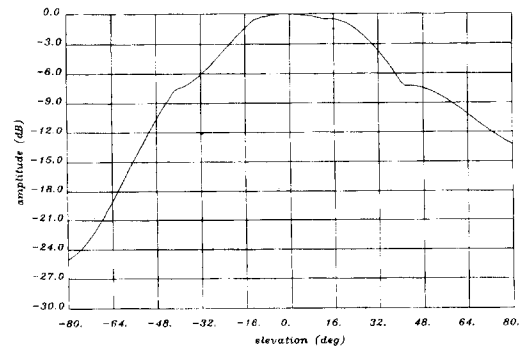


그림 11. 고리형 비여진 소자를 추가한 마이크로스트립 안테나의 복사패턴
 Fig. 11. Radiation Pattern of Circular Microstrip Antenna with Ring Parasitic Element.

V. 결론

마이크로스트립 안테나의 대역폭을 늘리기 위하여 원형 마이크로스트립 안테나에 원뿔형, 원판형, 고리형 3가지 종류의 비여진 소자를 추가하여 대역폭과 복사패턴을 측정하였다. 측정결과 대역폭은 3종류 모두 향상되었으나, 원뿔형과 원판형은 패치로부터의 높이가 45 mm인 곳에서 최대 대역폭을 나타내었고 고리형은 10 mm인 곳에서 최대 대역폭을 나타내었다. 따라서 원형 마이크로스트립 안테나의 경우 대역폭을 늘리는 비여진 소자로는 고리형이 높이가 낮은 장점을 유지하므로 원뿔형이나 원판형 보다 적합하다고 할 수 있다. 앞으로의 연구과제는 고리형 비여진 소자에 대한 이론적 해석과 함께 최적 설계 조건을 찾아내는 일이다.

참 고 문 헌

- [1] Jean-François Zürcher and Fred E. Gardiol, Broadband Patch Antennas, 1995 Artech House.
- [2] Yasuo Suzuki, Taneaki Chiba, "Computer Analysis Method for Arbitrarily Shaped Microstrip Antenna with Multiterminals," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-32, No. 6, June 1984.
- [3] Kiyomichi Araki, Tatsuo Itoh, "Hankel Transform Domain Analysis of Open Circular Microstrip Radiating Structures," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-29, no. 1, January 1981.
- [4] Kiyomichi Araki, Hideatsu Ueda, Takahashi Masayuki, "Numerical Analysis of Circular Disk Microstrip Antennas with Parasitic Elements," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-34, no. 12, December 1986.
- [5] Yasuo Suzuki, Taneaki Chiba, "Designing Method of Microstrip Antenna Considering the Bandwidth," The Transactions of the IECE of Japan, vol. E 67, no. 9, September 1984.
- [6] Kazuhiro Hirasawa, Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-profile Antennas, 1992, Artech House.
- [7] J. R. James, P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, 1989, Peter Peregrinus Ltd.
- [8] H. F. Pues, A. R. Van De Capelle, "An Impedance-Matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antennas," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-37, November 1989.
- [9] I. J. Bahl, P. Bhartia, Microstrip Antennas, 1982, Artech House.

저 자 소 개



具仁讓(正會員)

1961년 8월 26일생. 1984년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(학사). 1986년 2월 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1992년 3월 ~ 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정 재학중. 1986년 1월 ~ 1995년 2월 LG정보통신 선임연구원. 1995년 3월 ~ 현재 안산전문대학 전자통신과 전임강사. 주관심분야는 마이크로웨이브 소자, 안테나 및 광전송 시스템 등임.

李相高(正會員) 第 31 卷 A編 11號 參照

현재 한양대학교 전자전기공학부 교수