

마이크로스트립 급전 회로망을 갖는
구형 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 설계

(The Design of Rectangular Microstrip Patch Array Antenna
with Microstrip Feed Line Network)

朴斗碩*, 洪義錫**, 高永赫***

(Doo Seok Park, Ui Seok Hong, and Young Hyuk Ko)

要 約

본 논문에서는 Tschebyscheff 다항식 이론을 이용하여 상대적 전류 분포비가 1:2:2:1이 되도록 구형 마이크로스트립 패치 어레이 안테나를 설계 제작 하였으며, 이에 대하여 이론적 해석과 실험을 통하여 검증하였다. 보다 정확한 공진주파수를 구하기 위하여 급전선로와 전력 분배 선로를 포함한 등가회로망을 구성하여 전송선로 모델법으로 해석하였다.

프린팅효과에 의한 공진주파수, 반사손실에 따른 공진주파수와 실험에 의한 공진주파수를 각각 비교 검토한 결과 오차가 거의 없이 일치됨이 확인되었다. 또한 Tschebyscheff 배열에 의한 어레이 안테나의 첨예한 합성복사 전력패턴이 측정치와 잘 일치하였다.

Abstract

In this paper, Rectangular microstrip patch array antenna, relative current of which is distributed to 1:2:2:1, is designed and fabricated by using Tschebyscheff's polynominal expression and is verified by theoretical analysis and experiment.

Seeking for more accurate resonant frequency, an equivalent network, which is consisted including feed line and power distribution line, is analyzed by using the analysis method of transmission line mode.

As a result of their comparison and examination, such as resonant frequency by fringing effects, by return loss, by experiment, it is conformed that errors are not barely and agreed with each other.

The sharped total synthetic radiation power pattern of array antenna by Tschebyscheff's array is also agreed with a measured values.

I. 서 론

마이크로스트립 패치 안테나(microstrip patch antenna)는 대역폭이 좁고 효율은 낮으나, 일반적인 마이크로웨이브 안테나에 비하여 가격이 저렴하고 소형 경량으로 유전체 기판위에 photo etching 기술로 대량 생산이 가능하며 설치가 용이하고 수백 MHz~50 GHz의 넓은 주파수에 걸쳐 널리 응용되고 있다. 또

*正會員, 大宥工業專門大學 事務自動化科
(Dept. of O. A., Daeyeu Technical Jr. College.)

**正會員, 光云大學校 電子通信工學科
(Dept. of Telecom. Eng., Kwangwoon Univ.)

***正會員, 建國大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Konkuk Univ.)

接受日字: 1989年 12月 7日

한 원통(cylinder) 주위에 설치할 수 있어 고속으로 움직이는 물체인 로켓트, 미사일 및 항공기와 같은 비행체에 널리 활용된다.^{[1][2]}

이렇게 사용되는 복사소자의 형태는 구형(rectangular), 원형(circular) 및 타원형(ellipse) 등이 있고 급전은 패치의 가장자리나 접지평면의 뒷쪽에서 한개 또는 그이상의 급전점을 통해 여기(excitation) 된다.

마이크로스트립 복사소자의 개념은 1953년 Descamps에 의해 최초로 제안되었고 마이크로스트립 선로의 개방회로에서 복사이론은 L. Lewin^{[4][5]}에 의해서 연구가 시작되었다.

그러나 1970년대에 이르러 첫 실용적인 안테나가 J. Q Howell^[6]이 선형편파 및 원형편파하는 마이크로스트립 안테나를 설계 제작하였으며, R. E Munson^[7]에 의해서 선형어레이 안테나가 발표된 후 마이크로스트립 안테나의 이론적 모델에 관한 연구와 응용이 활발히 진행되고 있다.

본 논문에서는 Tschebyscheff 어레이 다항식 이론을 이용하여 미리 정해진 부엽(side lobe)에 대하여 주엽(main lobe)과 부엽의 차가 20dB 이상 되도록 하고, 이득이 크고 첨예한 빔을 갖도록 상대적 전류분포비가 1:2:2:1인 대수주기형 마이크로스트립 어레이 안테나를 설계 제작하여 이론적 및 실험적으로 비교 검토하고 고찰하였다.

단일 복사소자의 해석은 등가선로모델(transmission Line model) 해석법을 적용하여 해석 하였으며, 보다 정확한 공진주파수를 구하기 위하여 급전선로와 전력 분배선로를 포함한 어레이 안테나의 등가회로를 구성하고 주파수에 따른 삽입손실과 반사손실을 이론적으로 구하여 측정치와 비교하므로 그결과를 확인하였다.

따라서 반사속실에 따른 공진주파수와 프린징효과(fringing effect)를 고려한 공진주파수 및 Tschebyscheff 전류분포에 의한 첨예한 빔패턴을 비교 고찰 하므로서 부엽을 억제하고 복사패턴의 특성을 개선하는데 본연구의 목적이 있다.

II. 구형마이크로스트립 패치 안테나의 해석

1. 전송선로 모델

구형 마이크로스트립패치 안테나의 가장 단순한 해석법은 Munson과 Dernaryd의 전송선로 모델로 그림 1과 같으며, 두 평행 스톱에서 구형 마이크로스트립 패치안테나를 전송모델로하여 등가전송회로망화하고 공진길이 L에 대해 복사하는 가장자리는 좁은 스톱으로 모델화된다.^{[7][8][9]}

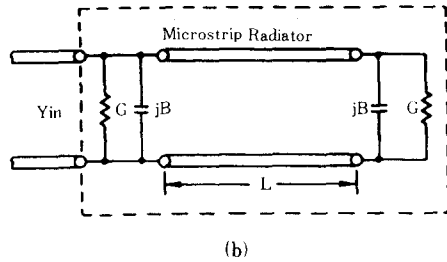
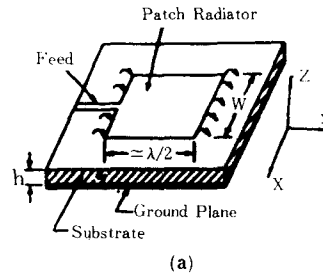


그림 1. (a) 구형 마이크로스트립패치안테나의 구조
(b) 전송선로 모델
Fig. 1. (a) Configuration of rectangular microstrip patch antenna.
(b) Transmission line model.

가장자리 스톱1에서 급전점과 관련된 프린징효과를 제외하면 스톱2와는 같은 어드미턴스를 갖는다.^{[10][11]}

폭W의 가장자리에서 복사는 Harrington에 의해서 주어 진 좁은 스톱에서 스톱 어드미턴스를 갖는다.

$$Y = G + jB = \frac{\pi W}{\lambda_0 \eta_0} [1 + j(1 - 0.636 \ln(kow))] \quad (1)$$

여기서 $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$, $ko = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$, $\lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$ 이다

구형 스트립패치안테나의 설계는 효과적인 두 스톱에 대하여 브로드사이드(broadside)배열이 되도록 하고 $\lambda/2$ 보다 약간 적은 패치의 공진길이 L를 선택한다.

실질적으로 공진 길이가 약간 감소하는 것은 양 가장자리의 프린징계(fringing field) 때문이고 복사되는 가장자리 사이의 실효거리를 나타낸다.

프린징효과를 고려한 공진주파수는

$$f_r = \frac{c}{\lambda \sqrt{\epsilon_r}} = q \frac{c}{2L \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

와 같다. 여기서 q는 경험적으로 얻어진 프린징상수 $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ 이다.

따라서 이 모델의 장점은 단순성에 있지만 정확성이 결여되기 때문에 D. L. Senguta에 의해서 다음과 같이 전송 모델을 수식화 하였다.^{[12][13][14]}

$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0) \tan \beta L}{Y_0 + j(G + jB) \tan \beta L} \quad (3)$$

여기서 $G = 1/R_r = \frac{\beta h}{2\pi \epsilon_{eff}}$, $B = \frac{h}{\pi D \epsilon_{eff}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} 2\pi E}{A\beta h}$,

$A = 1.78107$

$E = 2.71828$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{(1 + 10 h/w)^{1.72}} \right), Y_0 = \frac{WD\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\eta_0 h}$$

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{eff}} = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

$$D = 1 + 1.393(h/w) + 0.667(w/h) \ln(w/h + 1.444)$$

이다.

따라서 전송선로 모델은 패치의 길이 L , 폭 W 및 유전율 ϵ_r 등과 주파수에 따른 입력 어드미턴스로 표현된다.

특히 마이크로스트립패치안테나가 급전선로와 결합될때 입력어드미턴스는 중요하다. 스롯1에서 급전점을 제외한 어드미턴스와 스롯2의 어드미턴스가 같기 때문에 복사개구면 어드미턴스는 공진시 허수부분은 존재하지 않으므로 입력어드미턴스는

$$Y = 2G \quad (4)$$

가 된다.

따라서 공진 주파수는

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (5)$$

이다. 여기서 c 는 광속이다.

그러나 실제 공진주파수는 스롯1에서 설계된 공진 주파수 f 에 관계된 급전선로 길이와 폭에 따른 급전점의 프린트효과를 포함하기 때문에 정확한 공진 주파수는

$$f_r = \frac{\left(1 - \frac{2h}{\epsilon_{eff} L \pi D}\right) f}{1 + \frac{2h}{\epsilon_{eff} L \pi D} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} 2L}{Ah}} \quad (6)$$

이다.^{[13][14]}

2. 손실을 갖는 구형 마이크로스트립패치안테나의 전송 선로 모델

공진에서 패치에 대한 입력 콘덕턴스는 도체에 따른 콘덕턴스 G_r , 유전체에 따른 콘덕턴스 G_a , 그리고 복사 콘덕턴스 G_r 의 합과 같다.^[15]

$$G_t = G_r + G_a + G_c \quad (7)$$

공진에서 복사 콘덕턴스는

$$G_r / G_0 = R_0 / R_r = (2\pi^3 / 5) (W / \lambda_0)^{1/2} \quad (8)$$

이다. 여기서 $R_0 = 1 / G_0$: 전공 상태 임피던스 $\lambda_0 = f(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2}$. $W/h\lambda_0^2 \ll 0.1$ 때 정확하다. 공진에서 유전체에 따른 콘덕턴스 G_a 는

$$G_a = (\pi/2) (Y_0 \tan \delta) \quad (9)$$

이다. 여기서 Y_0 는 마이크로스트립 라인의 콘덕턴스, $\tan \delta$ 는 유전체손실각이다.

식(9)을 다시쓰면

$$G_a / G_0 = (\pi/2) \epsilon_r (W \tan \delta / h) \quad (10)$$

과 같다.

여기서 ϵ_r : 유전체 상수

또한 도전율 σ 에 따른 콘덕턴스는 $h \ll W$ 일때

$$G_c = \alpha_c L Y_0 \quad (11)$$

로 주어진다.

여기서 $\alpha_c = Y_0 / (W d_s \sigma)$

$d_s = (f \pi \mu_0 \sigma)^{-1/2}$: Skin depth

$L = \lambda/2 = C / (2f \sqrt{\epsilon_{eff}})$ 이다.

따라서 정규화된 도전율에 따른 콘덕턴스는

$$G_c / G_0 = (\pi/2) (W/h) (\epsilon_{eff}) (d_s/h) \quad (12)$$

과 같다.

공진에서 식(8), (11), (13) 으로부터 패치에 대한 입력 콘덕턴스는

$$G_t / G_0 = \frac{2\pi^3}{5} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 + \frac{\pi W}{2h} \sqrt{\epsilon_{eff}} (\tan \delta + d_s/h) \quad (13)$$

와 같다.

3. 공진 길이

마이크로스트립 안테나는 대역폭이 좁기때문에 공진길이 L 이 공진 주파수에 중요한 파라미터로 작용한다. 일단 폭 W 가 선택된다면 실효 유전율에 따라 공진기의 길이 L 은

$$L = \frac{C}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta \ell \quad (14)$$

와 같다.^[16]

여기서 $\Delta \ell$ 은 마이크로스트립 선로의 개방단에서부터 전기력선이 미치는 범위까지 이용할 수 있는 선로 연장 성분을 고려하여 Hammersted Bekkabal에 의해서 다음 실험식으로 주어진다.^[17]

$$\Delta \ell = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) (W/h + 0.264)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) (W/h + 0.8)} h \quad (15)$$

4. 복사 패턴

마이크로스트립 라인에서 불연속으로 부터 복사는 마이크로스트립 라인의 개방단과 접지면에 의해 개구면(aperture)이 형성되고 Lewin에 의해서 처음 설명되었다. 마이크로스트립 복사 소자는 Transverse field 변화가 없는 선로 공진기로서 취급된다. 전계는 길이L에 따라 변하고 일반적으로 $\lambda/2$ 이다. 그리고 그림2에서 보인것과 같이 복사는 개방단에서 주로 프링징 계 (fringing field)로 부터 일어난다. 복사기 (radiator)는 X-Y평면에서 L만큼 떨어진 스롯으로서 표현된다. 스롯에서 전계는 수직과 수평 성분으로 구분된다. 두 스롯에서 수직 성분은 위상에서 역 위상으로 없어지고, 수평 성분은 동위상에서 구할수 있다. 즉 단일 복사 스롯에 대하여 거리r로 부터의 전계는

$$E_{\theta} = -jWV_0k_0 \frac{e^{-jk_0r}}{2\pi r} F(\theta, \Phi) \quad (16)$$

$$E_{\phi} = 0$$

와 같다!^[16]

여기서

$$F(\theta, \Phi) = \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\Phi\right) \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\Phi \quad \frac{k_0 W}{2} \cos\theta} \right] \sin\theta$$

이다.

또한 거리L만큼 떨어진 두 스롯에 대하여 broad side 어레이로서 평면 복사패턴은

$$F_T(\Phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\Phi\right)}{\cos\left(\frac{k_0 h}{2} \cos\Phi\right)} \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos\Phi\right) \quad (17)$$

와 같다.

동일한 복사소자를 동일간격 선형배열 일때 원거리에서의 합성전계는

$$|E(\theta, \Phi)| = |F(\theta, \Phi)| \cdot |AF| \quad (18)$$

이다. 여기서 AF(array factor)는 Tschebycheff 다항식을 이용하여 구동계수 (excitation coefficient)를 구하고 이것으로부터 다항식에 대입하여 계산하거나 또는 등가 회로망으로부터 직접 구할수도 있다.

III. Tschebycheff 다항식의 상대적 전류 분포

Tschebycheff 다항식은 주로 안테나 어레이 설계와 합성에서 가장 좁은주빔(main beam)을 나타내기

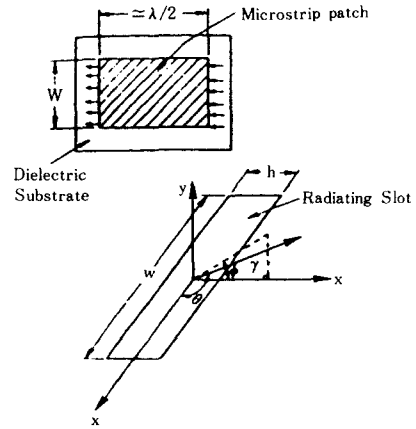


그림 2. 좌표계로 나타낸 복사 스롯
Fig. 2. Geometry of radiation slot.

위해 상대적 안테나의 전류비가 요구된다. 일반적으로 많은 다른 전류 분포 즉, 예를 들어 Triangular, Cosine, Square 형태보다 훨씬 좁은 주엽(main lobe)를 나타낸다. 따라서 그에따른 Tschebycheff 다항식은

$$T_m(X) = \cos(m \cos^{-1} X) \quad -1 < X < 1 \quad (19)$$

$$T_m(X) = \cosh(m \cosh^{-1} X) \quad X > 1$$

로 나타낸다.

$m=5$ 인 Tschebycheff 다항식은 그림3과 같다. 그림3에서와 같이 $-1 < X < 1$ 영역에서 리플의 크기는 $|1|$ 영역에서는 지수적으로 증가하는 변화를 주엽(main lobe)으로 만든다. 즉 균등한 부엽의 크기 1에 대해 최소 가능한 빔폭을 준다. 따라서 X의 적당한 선택으로 주엽과 부엽비를 얻을 수 있다!^[18]

$$R = \text{주엽} / \text{부엽} \quad (20)$$

dB로 나타내면 $20 \log(R)$ 로 나타낸다. 주엽과 부엽의

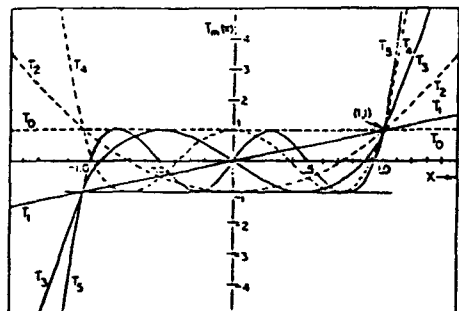


그림 3. Tschebycheff 다항식 ($m=0 \dots 5$)
Fig. 3. Tschebycheff polynomials ($m=0 \dots 5$).

이득차를 크게하면 할수록 R이 크게 되지만 범폭이 넓어진다. 따라서 R에 따른 $|X| > 1$ 영역에서 최대 빔의 위치를 X_0 라 한다면^[10]

$$X_0 = ((R + \sqrt{R^2 - 1})^{1/m} + (R - \sqrt{R^2 - 1})^{1/m}) / 2 \quad (21)$$

이다.

4개의 복사 소자를 갖는 경우, 식(21)에 의해 $R = 12.54$ 를 선택함에 따라 주엽과 부엽의 이득차는 21.97dB이고 요구된 상대적 전류 분포는 1:2:2:1이다. 따라서 X변화에 따른 R의 크기는

$$X = X_0 \cos(\Phi/2) \quad (22)$$

와 같다.

여기서 $\Phi = K_0 d \cos \theta$
 K_0 : 전파 상수
 d : 안테나 간격

IV. Tschebyscheff 다항식의 상대적 전류분포에 따른 마이크로스트립패치어레이안테나 설계

상대적 전류분포에 따른 마이크로스트립패치 안테나는 그림4와 같으며, 단일 복사소자의 복사저항 R_r , 유전체손실저항 R_a 및 동판의 음 손실저항 R_c 라 하면 식(8), (11), (13)를 이용하여 계산한 결과는 표1과 같다.

설계에 사용한 유전체기판은 TLX-9-0620을 사용하였으며, 재질 특성은 $\epsilon_r = 2.50 \pm 0.051$, $\tan \delta = 0.0019$ 및 $h = 1.575\text{mm}$ (이때 동판의 두께는 0.0357mm)인 테프론(teflon)으로 양면에 도체를 입힌것으로 사용했다.

또한 급전선로의 실현은 Gestinger 등에 의해 보고된 관계식^[11]을 사용하였으며 그 계산결과는 표2와 같다.

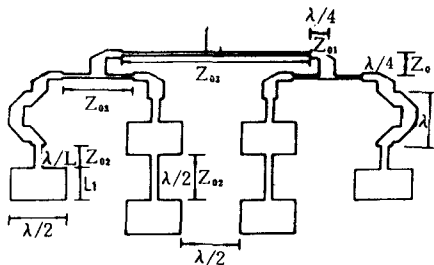


그림 4. 마이크로스트립패치어레이안테나의 구성
 Fig. 4. Configuration of microstrip patch array antenna.

표 1. 입력 임피던스 설계치

Table 1. Dimensions of input impedance.

공진주파수 (GHz)	R	R _r	R _c	R _d	공진시길이	폭
색(5)	[ohm]	[ohm]	[ohm]	[ohm]	[mm]	[mm]
9.2	119.672	121.491	541878.0	8112.74	9.25931	16.3107

표 2. 급전선로의 길이와 폭

Table 2. Dimensions of feed line.

임피던스 (ohm)	공진파장 (λ) [mm]	폭 [mm]
50 (Z ₀)	26.2022	4.50639
70.70 (Z ₀₁)	25.5757	2.53399
77.35 (Z ₀₂)	25.4412	2.14768
100 (Z ₀₃)	25.1103	1.25972

각 복사 소자에 위상이 0도인 마이크로스트립 급전 회로망은 두개의 전력 분배와 같은 선로길이가 모든 급전점에 같은 위상과 같은 전력 분배를 나타내는 평행 급전 회로망이다. 전력 분배수는 2, 4, 8, 16 등이고 급전수와 전력 분배는 마이크로스트립 복사 소자에 의해 결정된다. 상대적 입력 어드미턴스가 1:2:2:1이 되도록 복사 소자의 수는 1개:2개:2개:1개이다. 복사 소자가 1개일 때와 2개일때가 멀리서 볼때 선형 어레이가 되도록 그림 4와 같이 상대적 입력 어드미턴스가 1인 패치어레이안테나에 길이를 추가하여 설계하였다.

또한 급전회로망내의 λ/4변환기(transformer)는 서로다른 두개의 특성임피던스 Z_{01}' , Z_{02}' 라 할때 그의 특성임피던스 Z_0 는 $Z_0 = \sqrt{Z_{01}' \cdot Z_{02}'}$ 이고 이를 이용한 임피던스 정합은 그림4와 같다. 즉 50ohm의 특성임피던스는 2개의 전력 분배가 동일하므로 각각 100ohm이 되고, 서로 다른 100ohm과 40ohm간의 λ/4변환기는 70.7ohm, 50ohm과 복사 소자의 복사 저항 119.67ohm간의 λ/4변환기는 77.35ohm의 임피던스를 갖는다.

그림4와 같은 마이크로스트립 급전회로망을 갖는 어레이 안테나의 등가회로에서 어드미턴스 Y_{in} 은

$$Y_{in} = Y_{415} + Y_{415} = 2Y_{415} \quad (23)$$

와 같다. 여기서

$$Y_{415} = Y_{03} \frac{Y_{415} + jY_{03} \tan \beta_{03} L_{333}}{Y_{03} + jY_{415} \tan \beta_{03} L_{333}}$$

$$Y_{03} = \frac{1}{Z_{03}} \text{이다.}$$

어드미턴스 Y_{in} 으로부터 안테나의 반사손실(return loss)는

$$R_L = 20 \log \left| \frac{1 - Y_{in}}{1 + Y_{in}} \right| \quad (24)$$

이다. 여기서 Y_{in} 은 1/50 mho로 정규화한 입력 어드미턴스이다.

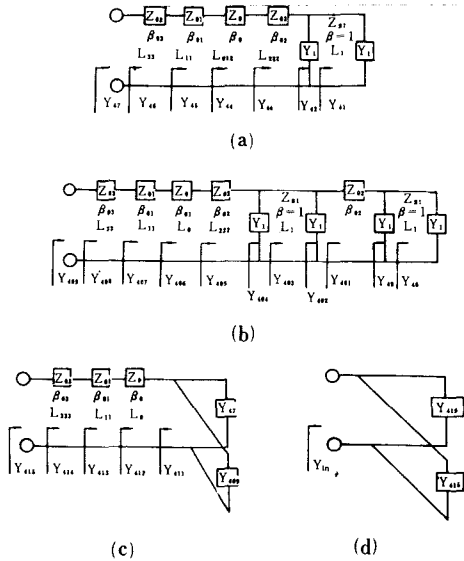


그림 5. 마이크로스트립 급전회로망을 갖는 어레이 안테나의 등가회로
 (a) 상대적 전류분포가 1인 등가회로
 (b) 상대적 전류분포가 2인 등가회로
 (c) (a)와 (b)의 합성 어드미턴스
 (d) (c)의 등가회로와 대칭인 입력 어드미턴스

Fig. 5. The equivalent circuit of array antenna with microstrip feed network.
 (a) The equivalent circuit of relative current distribution with 1.
 (b) The equivalent circuit of relative current distribution with 2.
 (c) The total admittance of (a) and (b).
 (d) The symmetrical input impedance of the equivalent circuit of (c).

V. 실험 및 고찰

설계 제작된 마이크로스트립어레이안테나는 그림6과 같으며, 복사패턴 및 VSWR 실험은 마이크로웨이브 소스로 소인 발진기를 사용하였으며 1KHz 구형파로 변조시켰다. 따라서 소인 발진기에서 주파수

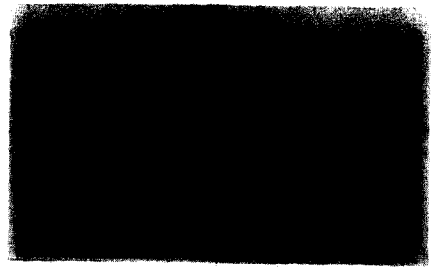


그림 6. 마이크로스트립패치어레이안테나
 Fig. 6. Microstrip patch array antenna.

변화에 따른 Standing wave defector의 최대 전류와 최소 전류차가 가장 적을때를 공진주파수로 하고 그때 VSWR의 값은 1.36이다.

복사 패턴은 제작된 안테나로부터 1.5m 떨어진 곳에서 수신 system을 180° 회전하면서 지시계의 상대적 전류 분포를 측정 한 결과 그림9와 같다.

그리고 급전선로를 포함한 입력어드미턴스는 식(23)을 이용하여 1/50 mho로 정규화 하여 주파수 함수로 나타낼 수 있다.

정규화된 입력 어드미턴스를 이용하여 마이크로스트립어레이안테나의 등가회로에 따른 반사손실은 식(24)으로 계산하였으며 공진 특성은 나타내는 반사손실 S_{11} 과 삽입손실 S_{21} 의 이론치와 실측치는 그림7 및 표3과 같다.

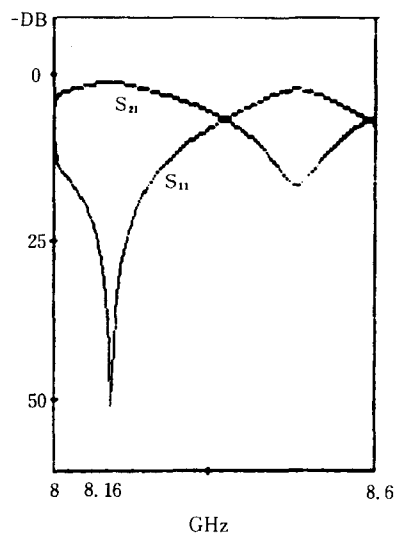


그림 7. 반사손실 및 삽입 손실
 Fig. 7. Return loss and insertion loss.

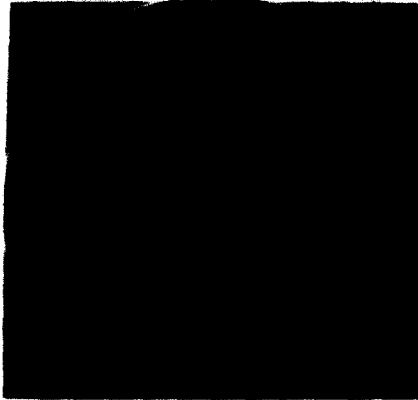


그림 8. 입력 임피던스
Fig. 8. Input impedance.

표 3. 제작한 안테나의 공진특성
Table 3. Resonant characteristics.

이론치	공진주파수 (f)	9.2 GHz
	프린팅효과 고려한 공진주파수 (fr)	8.174 GHz
	S ₁₁ 에 의한 공진 주파수	8.16 GHz
	빔 폭	12°
실험치	공진 주파수	8.32 GHz
	VSWR	1.36
	빔 폭	6°

표3으로 부터 이론치 및 실험치를 비교 요약하면 실제 측정된 공진주파수 (VSWR=1.36)는 프린팅효과를 고려한 경우와 반사손실 S₁₁에 의한 계산값이 거의 오차가 없으며 양자 모두 실험치와 2% 이내임을 확인했다. 또한 복사 패턴은 부엽이 -20dB 이하이고 빔 폭은 10° 이내로 침예함도 확인되었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 구형 마이크로스트립패치어레이안테나의 설계에 있어서 Tschebyscheff 다항식을 이용한 배열법을 사용하므로써 빔폭이 좁고 이득이 클뿐만 아니라 부엽준위를 임의로 조절할 수 있는 새로운 방식을 제안한다.

급전선로및 전력분배회로를 포함한 등가회로망 구성으로부터 S₁₁, S₂₁를 계산하여 공진주파수 8.16GHz를 예측하였고, 프린팅효과에 따른 공진주파수 8.17 GHz과 실험에 의한 공진주파수 8.32 GHz로 모두 양호하게 일치함을 확인 하였으며, 또한 VSWR=1.36인 상태에서 빔폭이 10° 정도의 침예한 빔 폭을 가지며 이론치와 실험치가 일치함을 고찰하였다.

마이크로스트립패치 어레이안테나에 Tschebyscheff 배열법을 적용하므로써 보다많은 안테나를 배열하였을때의 정확한 공진주파수를 구하고 종합적인 복사 패턴을 연구하는 문제가 앞으로 좀더 연구되어야 할 것이다.

參 考 文 獻

- [1] I. Jayakumar, et al., "A conformal cylindrical microstrip array for producing omnidirectional radiation pattern," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. AP-34, pp. 1258-1261, Oct. 1986.
- [2] A.K. Agrawal and W.E. Powell. "A printed circuit cylindrical array antenna," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. AP-34, pp. 1288-1293, Nov. 1986.
- [3] G.A. Dechamps, "Microstrip microwave antennas," *Presented at the 3th USAF Symposium on Antenna*, 1953.
- [4] L. Lewin, "Radiation from discontinuities in stripline," *Proc. IEE*, vol. 107, pp. 163-170, 1960.
- [5] L. Lewin, "Spurious radiation from microstrip," *Proc. IEE*, vol. 125, pp. 633-642, July 1978.
- [6] J.Q. Howel, "Microstrip antenna," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. AP-23, pp. 90-93, Jan 1975.

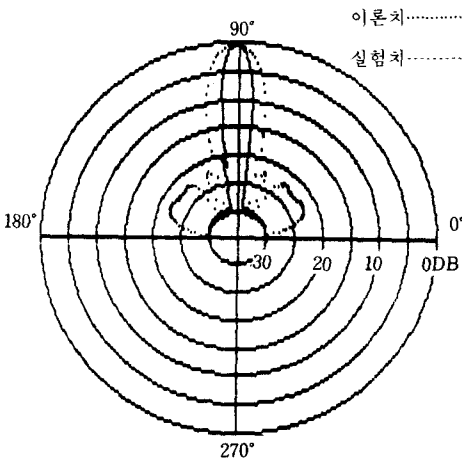


그림 9. 복사 패턴
Fig. 9. Radiation patterns.

- [7] R.E. Munson, "Conformal microstrip antenna and propagation"; vol. Ap-22, pp. 74-78, Jan 1974.
- [8] A.G. Derneryd, "A network model of the rectangular micorstrip antenna"; *IEEE Ap-s Int. Symp. Digest*, pp. 93-95, June 1977
- [9] A.G. Derneryd, "Atheoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element"; *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. Ap-26, pp. 532-535, July 1978.
- [10] R. Keith, "Mocrostrip antenna technology"; *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. Ap-29, no. 1, 1981. Jan, pp. 5-8.
- [11] R.F. Harrington, "Time harmonic electromagnetic wave," *New York, McGraw-Hill*, pp. 183-1961.
- [12] D.L. Sengupta, "Transmission line model for rectagular patch antenna," *IEEE Ap-s Int. Symp. Digest*, pp. 158-161 1983.
- [13] D.L. Sengupta, "Appropriate expression for the resonant frequency of a rectangular patch antenna"; *Electron Letters*, vol. 19 no. 20 pp. 834-835 1983.
- [14] D.L. Sengupta, "Resonant frequency of a tunable rectangular patch antenna"; *Electron Letter*, vol. 20 no. 15 pp. 614-615 July 1984.
- [15] G. Dubost, "Transmission line model analysis of a lossy rectangular microstrip patch"; *Electron Letter*, vol. 18 no. 7, pp. 281-282, 1982.
- [16] I.J. Bahl, p. Bhartia, "Microstrip antenna," Artech Hose, Inc. pp. 48-51, 1980.
- [17] E. Hammerstad and Q. Jense "Accurate models for microstrip computer-aided design," MIT International Symposium Digest, pp. 487-408, 1980.
- [18] John. D. Kraus, "Antennas," McGraw-Hill, pp. 97-109 1950.
- [19] W.J. Gestinger, "Microstrip dispersion model"; *IEEE Trans. MTT-21*, no. 1, pp. 34-39, Jan 1973.

 著 者 紹 介

朴 斗 碩 (正會員) 第26卷 第12號 參照
 현재 대우공업전문대학 사무
 자동차과 교수

●

洪 義 錫 (正會員) 第26卷 第12號 參照
 현재 광운대학교 전자통신공
 학과 교수

高 永 赫 (正會員)

1958年 4月 11日生. 1981年 2月
 건국대학교 전자공학과 졸업. 19
 83年 2月 건국대학교 대학원 전
 자공학과 공학석사학위 취득. 19
 87年 8月 건국대학교 대학원 전
 자공학사 박사과정수료. 1990年 2
 月 건국대학교 대학원 전자공학과 박사학위 취득예
 정. 주관심분야는 초고주파공학 및 안테나 등임.