

위상 고정 마이크로스트립 어레이 안테나 설계

(The Design of Microstrip Array Antenna with Phase Lock)

姜 熙 照*, 吳 洋 鉉**, 高 永 赫***

(Heau Jo Kang, Yang Hyun O, and Young Hyuk Ko)

要 約

본 논문에서 위상 고정 마이크로스트립 어레이 안테나는 Tchebyscheff 다항식을 이용하여 첨예한 빔 패턴을 갖도록 주엽과 부엽의 차가 21.97db되게 설계하였다. 0도, 45도, 90도 위상 고정 마이크로스트립 어레이 안테나는 빔을 0도, 6도, 12도 스캐닝 하도록 설계하였고, 상대적 전류분포가 1:2:2:1이 되게 설계하였다. 설계된 위상 고정 마이크로스트립 패치 어레이 안테나는 반사손실, 공진주파수, V. S. W. R, 방사패턴, 밴드폭, 빔폭 등의 여러 특성을 측정하였고, 이론치와 서로 일치함을 확인하였다. 또한 빔 스캐닝을 위해 상대적 전류 분포에 따른 패치 어레이 안테나의 위상 변환 과정을 제시했다.

Abstract

In this paper, microstrip array antenna with phase lock are designed to consist of main lobe and sidelobe with difference 21.97 dB for sharp beam pattern using Tchebyscheff polynomials. Microstrip array antenna with phase lock of 0° , 45° , 90° are designed, to scan beam for 0° , 6° , 12° , to be 1:2:2:1 for the relative current distribution. The designed microstrip array antenna with phase lock is measured in terms of various characteristics such as return loss, resonant frequency, radiation pattern, bandwidth, beamwidth, and the measurement value and theoretical value agreed with each other.

Also, the patch array antenna with the relative current distribution is presented phase shift for beam scanning.

I. 서 론

마이크로스트립 패치 안테나는 대역폭이 좁고 낮은 효율을 갖고 있으나 가격이 저렴하고 소형 경량

으로 제작이 가능하며 대량 생산에 적합하다. 또한, 실린더(cylinder) 주위에 감을 수 있어 고속으로 움직이는 물체에 부착하여 공기의 저항을 받는 로켓트, 미사일, 항공기와 같은 비행체에 널리 사용되고 있다.^{1,2)} 이렇게 널리 사용되는 마이크로스트립 복사 소자(microstrip radiator)의 개념은 일찌기 1953년 Deschamps¹⁾에 의해서 처음 제안되었고 마이크로스트립 선로의 개방 회로에서 복사 이론은 L. Lewin^{2,3)}에 의해서 연구가 시작되었다. 그러나 낮은 유전체 손실율, 폭 넓은 유전체 상수, 온도 변화에 따른 유전체 상수의 작은 변화를 갖는 유전체에 양면 동판을 입힌 기관으로 보다 나은 이론적 모델이 개발되어

*正會員, 東新大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Dongshin Univ.)

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

***正會員, 東新大學校 情報通信工學科
(Dept. of Inform. & Comm. Eng., Dongshin Univ.)
接受日字: 1991年 5月 9日

실질적인 안테나는 20년 후에 제작되었다. 처음으로 제작된 안테나는 J. Q. Howell^[4]이 선형 편파(linear polarized) 또는 원형 편파(circular polarized) 마이크로스트립 안테나를 설계 제작하였으며, R. E. Munson^[5] 의해서 선형 배열 안테나가 발표되었다. 그후 고정된 방향이 아닌 임의의 방향으로 전파를 복사하기 위해서는 안테나를 기계적으로 회전하면서 전파를 방사하는 방식과 안테나를 고정시켜두고 복사 패턴을 변화시켜 전자 빔만을 회전시키는 방식이 사용될 수 있다. 그러나 기계적인 방법은 안테나를 회전시키기 위해서 회전 구동부가 필요하게 되며, 눈, 비, 강풍 등과 같은 나쁜 기상조건에서는 구동부에 무리가 있으며 특히, 이동체에서 사용되는 경우에는 공간적인 제약과 더불어 여러가지 제약을 받게 된다. 따라서 구동 부분이 없는 고정된 상태에서 전자 빔만을 회전시킬 수 있는 연구가 진행되었고 각각의 안테나 배열사이 위상차를 주는 스캐닝 배열 안테나(scanning array antenna)를 연구하게 되었다.

본 논문에서는 Tchebyscheff Array 다항식 이론을 이용하여 미리 정해진 부엽(side lobe)에 대하여 주엽(main lobe)과 부엽(side lobe)의 차가 21.97db되게 하고 첨예한 비를 갖도록 하기 위하여 상대적 전류 분포가 1:2:2:1인 구형 마이크로스트립 패치 안테나를 배열하고 복사 소자사이 0도, 45도 90도 위상차를 주어 고정된 상태에서 빔이 약 0도, 6도, 12도 정도 회전함을 보였다. 그리고 급전점의 프링징 효과(fringing effect)를 고려한 공진 주파수와 실험에 따른 실제 공진 주파수가 매우 양호하게 일치됨을 비교해 보였다. 또한, 요구된 빔 스캐닝을 위해 복사 소자의 위상 변환과정을 제시하였다.

II. 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 전송 선로 모델 해석

1. 손실을 갖는 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 전송 선로 모델

가장 단순한 구조인 마이크로스트립 안테나는 유전체의 한쪽에 복사 패치를 구성하고 다른 한쪽은 접지 평판을 갖는다. 동(copper) 혹은 금(gold)의 패치도체(patch conductor)는 실질적으로 어떤 모양으로도 가능하다. 그러나 해석과 실험 예측을 단순화 하는데 구형 마이크로스트립 패치 안테나를 활용한다. 구형 마이크로스트립 패치 안테나는 공진 길이 L, 폭 W, 유전율 ϵ_r 등이 주파수에 따른 입력 어드미턴스로 표현된다. 공진에서 패치에 대한 입력 콘덕턴스는 도체에 따른 콘덕턴스 G_o , 유전체에 따른 콘덕턴스 G_a , 그리고 복사 콘덕턴스 G_r 의 합과 같다.^[6,7]

$$G_r = G_o + G_a + G_c \tag{1}$$

공진에서 복사 콘덕턴스^[6-10]는 식(2)와 같다.

$$G_r/G_o = R_o/R_r = (2\pi^3/5)(W/\lambda_o)^{1/2} \tag{2}$$

여기서 $R_o = 1/G_o$: 진공상태 임피던스

$$\lambda_o = f(\mu_o \epsilon_o)^{1/2} \tag{3}$$

식(2)는 $Wh/\lambda_o^2 \ll 0.1$ 때 정확하다.

공진에서 유전체에 따른 콘덕턴스 G_a 는^[6,11] 식(4)와 같다.

$$G_a = (\pi/2)(Y_o \tan \delta) \tag{4}$$

여기서 Y_o : 마이크로스트립 라인의 콘덕턴스

$\tan \delta$: 유전체 손실각

식(4)를 다시쓰면 식(5)와 같다.

$$G_a/G_o = (\pi/2) \epsilon_r (W \tan \delta / h) \tag{5}$$

여기서 ϵ_r : 유전체 상수

또한, 마이크로스트립 안테나는 대역폭이 좁기 때문에 공진길이 L이 공진 주파수에 중요한 파라미터로 작용한다. 일단 폭 W가 선택된다면 실효 유전율에 따라 공진길이의 길이 L은 식(6)과 같이 쓰인다.^[13,14,15]

$$L = \frac{C}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta l \tag{6}$$

여기서 Δl 은 마이크로스트립 선로의 개방단에서부터 전기력선이 미치는 범위까지 이용할 수 있는 선로 연장 성분을 고려하여 Hammerstad Bekkadal에 의해서 실험식으로 주어진다.^[13]

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

그리고 도전율 σ 에 따른 콘덕턴스는^[6] $h \ll W$ 일때 식(7)과 같이 주어진다.

$$G_c = \alpha_c L Y_o \tag{7}$$

여기서 $\alpha_c = Y_o / (W d_s \sigma)$

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

따라서 정규화된 도전율에 따른 콘덕턴스는 식(8)과 같다.

$$G_c/G_o = (\pi/2)(W/h)(\epsilon_{eff})(d_s/h) \tag{8}$$

공진에서 식(2), (5), (8)로부터 패치에 대한 입력 콘덕턴스는 식(9)와 같이 표현된다.

$$G/G_o = \frac{2\pi^3}{5} \left(\frac{W}{\lambda_o}\right)^2 + \frac{\pi W}{2h} \sqrt{\epsilon_{eff}} (\tan \delta + d_s/h) \tag{9}$$

2. 공진 주파수

모든 마이크로스트립 패치 안테나가 그림1과 같이 급전 선로와 정합될 때 입력 어드미턴스는 특히 중요하다. 스롯1에서 급전점을 제외한 어드미턴스와 스롯2의 어드미턴스가 같기 때문에 복사 개구면 어드미턴스는 공진이 일어날 때 허수 부분은 존재하지 않는다. 그때 공진주파수는 식(10)과 같다.¹⁶⁾

$$f = \frac{C}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (10)$$

여기서 C : 빛의 속도

그러나 실제 공진주파수는 스롯1에서 설계된 공진 주파수 f에 관계된 급전 선로길이와 폭에 따른 급전 점의 프링징 효과 (fringing effect)를 포함하기 때문에 실질적인 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 정확한 공진 주파수는 식(11)과 같다.^{17,18,19)}

$$f_r = \frac{(1 - \frac{2h}{\epsilon_{eff} L \pi D})f}{1 + \frac{2h}{\epsilon_{eff} L \pi D} \ln(\frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} 2L}{Ah})} \quad (11)$$

여기서 A = 1.78107

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{(1 + 10h/W)^{1/2}}$$

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

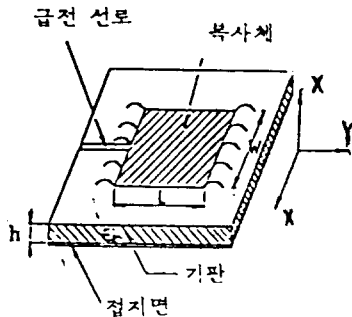


그림 1. 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 구조
Fig. 1. Structure of rectangular microstrip patch antenna.

3. 대역폭

사용 주파수 대역내의 최대 허용 정재파비를 S_r라 한다면 구형 마이크로스트립 패치 안테나 소자의 대역폭은 식(12)와 같다.⁷⁾

$$B(\%) = \frac{100(VSWR-1)}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (12)$$

여기서

$$Q = [\frac{WH}{\lambda_0^2} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{4\pi^2}{5} + \tan\delta + \frac{d_s}{H}]^{-1}$$

마이크로스트립소자에 대한 대역폭은 일반적으로 VSWR이 2보다 작다. 그리고 주어진 주파수에 대하여 넓은 대역폭을 갖기 위해서는 기판의 두께가 높고, 유전율이 낮은것을 선택해야 한다.

4. 복사패턴

마이크로스트립 선로에서 불연속으로 부터 복사는 마이크로스트립 선로의 개방단과 접지면에 의해 개구면(aperture)이 형성되고 Lewin에 의해서 처음 설명되었다. 마이크로스트립 복사 소자는 Transverse Field변화가 없는 선로 공진기로서 취급된다. 전계는 길이 L에 따라 변하고 그 길이는 일반적으로 λ/2 이다. 그리고 그림1에서 보인것과 같이 복사는 개방단에서 주로 프링징장 (fringing field)으로 부터 일어난다. 원점에서 r만큼 떨어진 거리에서의 복사 전계는 하나의 슬롯에서 구할 수 있다. 즉, 단일 복사 슬롯에 대하여 거리r로 부터의 전계는 식(13)과 같다.

$$E_\theta = -jWV_{k_0} \frac{e^{-jk_0 r}}{2\pi r} F(\theta, \Phi) \quad (13)$$

$$E_\phi = 0$$

여기서

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

또한 거리L만큼 떨어진 두 슬롯에 대하여 broad-side 어레이로서 평면 복사패턴은 식(14)와 같다.

$$F_T(\Phi) = \frac{\sin(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\Phi)}{\cos(\frac{k_0 h}{2} \cos\Phi)} \cos(\frac{K_0 L}{2} \cos\Phi) \quad (14)$$

동일한 복사소자를 동일 간격 선형 배열할 때 원거리에서의 합성 전계는

$$|E(\theta, \phi)| = |F(\theta, \phi)| |AF| \quad (15)$$

이다.

여기서 AF(array factor) : Tchebycheff 다항식을 이용한 구동 계수 (excitation coefficient)

III. Tchebyscheff 다항식의 상대적 전류 분포

Tchebyscheff 다항식은 주로 안테나 어레이 설계와 합성에서 가장 좁은 주 빔(main beam)을 나타내기 위해 상대적 안테나의 전류비가 요구된다. 일반적으로 많은 다른 전류 분포 즉, 예를 들어 Triangular, Cosine, Square 형태보다 훨씬 좁은 주엽(main lobe)을 나타낸다. 따라서 그에 따른 Tchebyscheff 다항식은 식(16)으로 표현된다.

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

$$T_m(X) = \cosh(m \cosh^{-1} X) \quad X > 1 \quad (16)$$

m=5인 Tchebyscheff 다항식은 그림2와 같다. 그림2에서와 같이 $-1 < X < 1$ 영역에서 리플의 크기는 [1]에서 변하고 부엽(sidelobe)으로 만들어진다. 또한, |X| 영역에서는 지수적으로 증가하는 변화를 주엽(main lobe)으로 만든다. 즉, 균등한 부엽의 크기1에 대해 최소 가능한 빔폭을 준다. 따라서 X의 적당한 선택으로 주엽과 부엽비를 얻을 수 있다.

$$R = \text{주엽} / \text{부엽} \quad (17)$$

db로 나타내면 20Log(R)로 나타낸다. 주엽과 부엽의 이득차를 크게하면 할수록 R이 크게 되지만 빔폭이 넓어진다. 따라서 R에 따른 $1 < X < 1$ 영역에서 최대 빔의 위치를 X_0 라 한다면 식(18)로 표현된다.

$$X_0 = ((R + \sqrt{R^2 - 1})^{1/m} + (R - \sqrt{R^2 - 1})^{1/m}) / 2 \quad (18)$$

4개의 복사 소자를 갖는 경우, 식(18)에 의해 R=12.54를 선택함에 따라 주엽과 부엽의 이득차는 21.97 db이고 요구된 상대적 전류 분포는 1:2:2:1이다. 또한 6개의 복사소자를 갖는 경우, R=30을 선택하면 주엽과 부엽의 차이는 29.54db이고 1:1:2:2:1:1의 상대적 전류 분포가 요구된다. 따라서 X 변화에

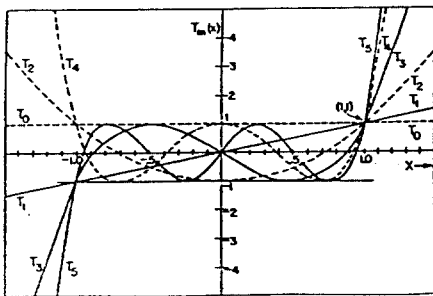


그림 2. Tchebyscheff 다항식 (m=0...5)
Fig. 2. Tchebyscheff polynomials (m=0...5).

따른 R의 크기는 식(19)와 같다.

$$X = X_0 \cos(\Psi/2) \quad (19)$$

여기서 $\Psi = K_0 d \cos \theta + \delta$

K_0 : 전파 상수

D: 안테나 간격

δ : 각 안테나가 갖는 위상

EXP(j0)=1, 즉 $\Psi=0$ 일 때 최대 빔이다. 따라서 θ 변화에 따라 δ 를 변화시키면 $\Psi=0$ 의 값은 등방향성인 전체 분포의 경우 빔 스케닝할 수 있다. 따라서 표1과 같은 위상 변화에 따라 그림3과 같은 빔 스케닝을 나타낸다.

표 1. 각 복사소자가 갖는 위상 변환
Table 1. Phase shifter with each radiation element.

위상	$\delta 1$	$\delta 2$	$\delta 3$	$\delta 4$
1	0	0	0	0
2	0	30	60	90
3	90	60	30	0
4	0	60	120	180
5	180	120	60	0

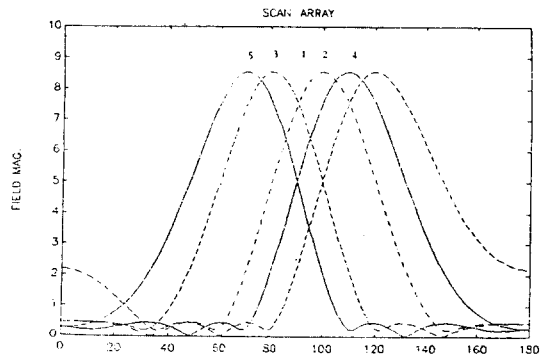


그림 3. 위상 변환에 따른 복사패턴
Fig. 3. Radiation pattern depend on phase shift.

IV. Tchebyscheff 다항식의 상대적 전류 분포에 따른 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 설계 및 제작

1. 설계

상대적 전류 분포에 따른 위상 고정 마이크로스트립 패치 어레이 안테나는 그림4와 같다. 그리고 각 구형 마이크로스트립 패치 안테나소자와 방사 저항

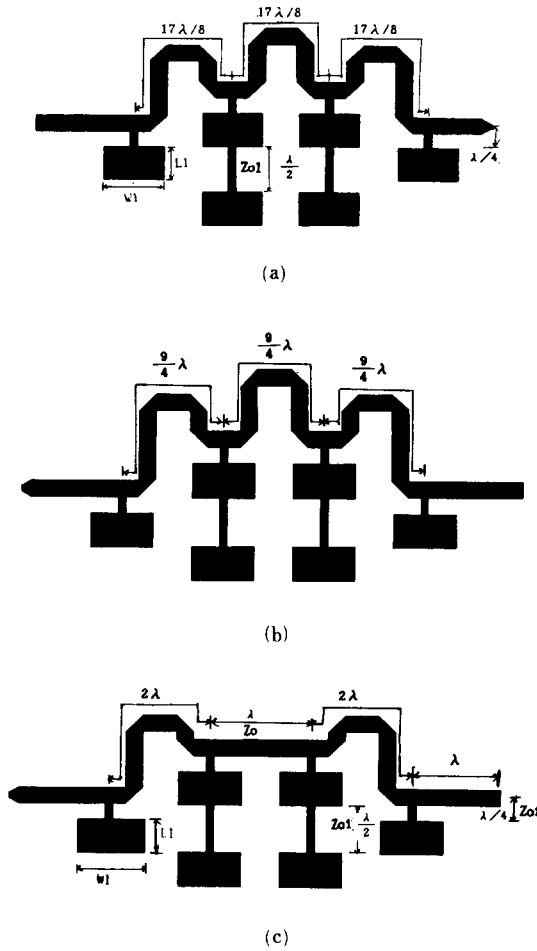


그림 4. 위상 고정 마이크로스트립 패치 어레이 안테나 (a) 0도 위상고정 (b) 45도 위상고정 (c) 90도 위상고정
 Fig. 4. Microstrip patch antenna with phase lock. (a) phase lock of 0°, (b) phase lock 90° phase lock of 45°, (c) phase lock 90°.

Rr, 유전체 손실 저항 Rd, 동판의 음 손실 저항 Rc 는 식(2), (5), (8)을 이용하여 계산하였고 표2와 같다.

설계에 사용한 기판은 TLX-9-0620을 사용하였으며 재료의 특성은 $\epsilon_r = 2.50 \pm 0.051$, $\tan \delta = 0.0019$, $h = 1.575\text{mm}$ (이때 동판의 두께는 0.0357mm) 인 테프론에 양면 도체를 입힌 것을 사용했다. 또한 급전 선로와 전력 분배 선로의 실현은 Gestinger⁽²⁰⁾ 등에 의해서 보고된 관계식을 이용하여 컴퓨터 계산을 하였다. 그에 따른 계산치는 표4와 같다. 위상 고정 마이크

표 2. 구형 마이크로스트립 패치안테나의 공진주파수와 입력 임피던스

Table 2. Resonant frequency and input impedance of rectangular microstrip antenna.

공진주파수 (GHz)	R(Ω)	Rr(Ω)	Rc(Ω)	Rd(Ω)	공진길이 (mm)	폭(mm)
9.2	119.672	121.491	541878.	8112.74	9.25931(L1)	16.3107(W1)

표 3. 급전 선로 및 전력분배 선로

Table 3. Feed line and power divider line.

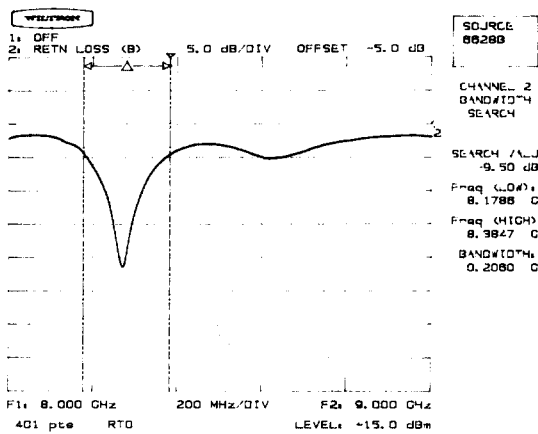
임피던스(Ω)	파장(λ) (mm)	폭(mm)
50 (Zo)	26.2022	4.50639
77.35 (Zo1)	25.4412	2.14768

표 4. 위상 고정 마이크로스트립 어레이 안테나의 이론치와 실험치

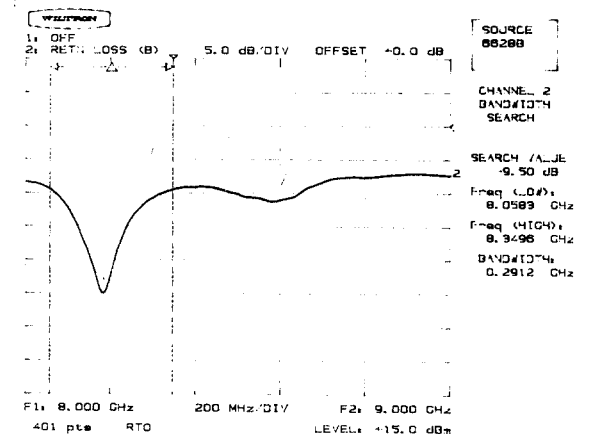
Table 4. Theoretical value and experimental value of microstrip array antenna with phase lock.

이론치, 실험치 (위상변화) 특성	실 험 치			
	(0도)	(0도)	(45도)	(90도)
프린팅효과물 고려한 공진주파수	8.174GHz	8.248GHz	8.158GHz	8.274GHz
대역 폭	0.839GHz	0.132GHz	0.291GHz	0.206GHz
빔 폭	18도	10도	21도	13도
Scanning 각도	0도	0도	6도	12도

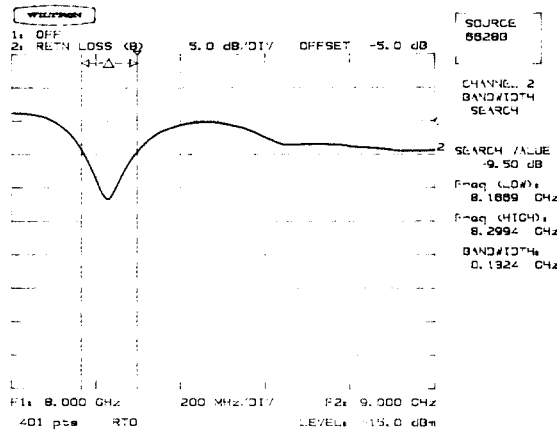
로스트립 어레이 안테나는 그림4와 같다. 상대적 어드미턴스가 1:2:2:1이 되도록 복사 소자의 갯수는 1개:2개:2개:1개이다. 급전점과 급전점 사이 간격이 λ가 되고 상대적 입력 어드미턴스가 1일 때와 2일때가 멀리서 볼 때 선형 어레이가 되도록 하였다. 스캐닝을 위하여 0도, 45도, 90도 위상 변화를 갖도록 각각 설계하였다. 45도 위상 변화 경우, 17λ/8:17λ/8:17λ/8가 되도록 하기 위하여 첫번째 상대적 입력 어드미턴스가 1인 복사 소자의 급전점이 0도로 하면, 상대적 입력 어드미턴스가 2인 두번째 복사 소자의 급전점이 17λ/8위상을 갖는다. 또한 상대적 입력 어드미턴스가 2인 세번째 복사 소자의 급전점이 두번째 복사 소자의 급전점과 17λ/8 위상을 갖기 때문에 첫번째 급전점과는 34λ/8의 위상을 갖는다. 그리고 상대적 입력 어드미턴스가 1인 네번째 복사 소자의 급전점이 세번째 급전점과 17λ/8의 위상을 갖고 첫번째 복사 소자의 급전점과 51λ/8의



(a)



(b)



(c)

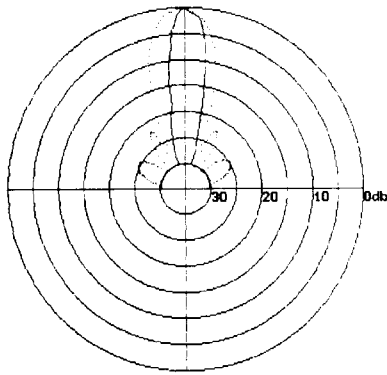
그림 5. 반사 손실 (a) 0도 위상고정 (b) 45도 위상고정 (c) 90도 위상고정
Fig. 5. Return loss. (a) phase lock of 0°, (b) phase lock of 45°, (c) phase lock 90°.

위상을 갖는다. 즉, $0 : \lambda/8 : 2\lambda/8 : 3\lambda/8$ 의 위상을 갖도록 설계되었다. 같은 방법으로 0도 위상 변화의 경우, 각각의 복사 소자에 $0 : \lambda : \lambda : \lambda$ 의 위상을 갖도록 설계하였고 90도 위상 변화의 경우, 각각의 복사 소자에 $0 : \lambda/4 : 2\lambda/4 : 3\lambda/4$ 의 위상을 갖도록 설계되었다.

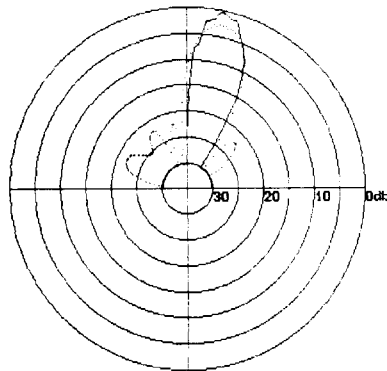
V. 실험 및 고찰

구현한 마이크로 스트립 안테나를 Wiltron사의 Scalar network analyzer test set를 이용하여 주파수를 소인시키면서 반사 손실(return loss) 및 V. S. W. R를 측정하고, V. S. W. R이 가장 낮은 주파수에

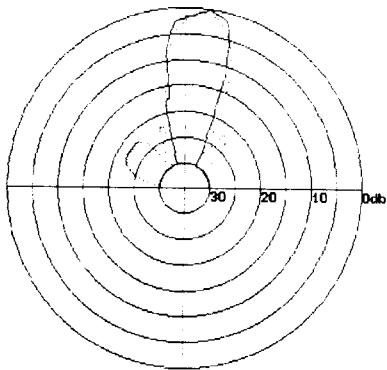
서 각각의 복사패턴을 측정하였다. 위상 변화가 0도, 45도 그리고 90도의 경우, 반사손실은 그림5와 같이 측정하였고 복사패턴은 그림6과 같이 측정되었다. 그리고 대역폭은 하나의 패치를 사용할 때 설계주파수 9.2GHz의 0.839GHz에 비해 위상 고정 어레이 안테나의 경우, 위상 변화가 0도때 0.132 GHz, 위상 변화가 45도일 때 0.291GHz, 위상 변화가 90도일때 0.206GHz로 대역폭이 좁아짐을 알 수 있다. 또한 빔폭은 위상 변화가 0도, 45도, 90도의 경우, 10도, 21도, 13도이고, 스캐닝 각도는 0도, 6도, 12도 정도이다. 그에 따른 이론치와 실험치의 비교는 표4와 같다. 그리고 위상 변화가 90도인 경우는 위상 변화



(a)



(b)



(c)

그림 6. 빔 패턴
 (a) 0도 위상고정 (b) 45도 위상고정
 (c) 90도 위상고정
 Fig. 6. Beam pattern.
 (a) phase lock of 0°,
 (b) phase lock of 45°,
 (c) phase lock 90°

가 0도인 경우에 비하여 빔 패턴의 최대 이득이 3dB 정도 작으므로 위상 변화를 90도 이상 줄 수 없다.

VI. 결 론

Tchebycheff 다항식을 이용해서 미리 정해진 부엽 (side lobe)에 대하여 주엽 (main lobe)과 부엽의 차가 21.97db되게 하였고 각 복사 소자에 0도 위상차를 갖는 경우, 45도 위상차를 갖는 경우, 90도 위상차를 갖는 경우의 위상 고정 마이크로스트립 어레이 안테나를 설계 제작하였다. 그리고 제작된 위상 고정 마이크로스트립 안테나의 반사손실과 V. S. W. R를 측정하여 프린팅 효과에 따른 공진 주파수와 실험치의 공진 주파수가 양호하게 일치함을 확인하였다. 또한 0도, 45도, 90도 위상 고정 어레이 안테나는 빔 폭이 10도, 21도, 13도이고, 빔이 0도, 6도, 12도 정도 스케닝됨을 고찰하였다. 이론치에 비해 빔폭이 약간 차이가 있으나 코너 밴드 (conerband)를 고려한다면 보다 정확한 빔폭을 찾을 것으로 사료된다. 또한 Pin다이오드를 사용하여 위상 변환을 한다면 완전한 전자적 방식의 빔 스케닝이 일어날 것으로 믿어진다.

參 考 文 獻

- [1] G.A. Deschamps, "Microstrip microwave antennas," Presented at the 3th USAF Symposium on antenna, 1953.
- [2] L. Lewin, "Radiation from discontinuities in stripline," *Proc. IEE* vol. 107, pp. 163-170, 1960.
- [3] L. Lewin, "Spurious radiation from Microstrip," *Proc. IEE*, vol. 125, pp. 633-642, July 1978.
- [4] J.Q. Howel, "Microstrip antenna," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. Ap-23, pp. 90-93, Jan 1975.
- [5] R.E. Munson, "Conformal Microstrip antenna and propagation," vol. Ap-22, pp. 74-78, Jan 1974.
- [6] G. Dubost, "Transmission line model analysis of a lossy rectangular microstrip patch," *Electron Letter*, vol. 18 no. 7, pp. 281-282, 1982.
- [7] Belahubek and Denliger, "Loss considerations for microstrip resinator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-23, pp. 522-526, June 1975.
- [8] H. Sobel, "Radiation conductance of open circuit microstrip," *IEEE Trans. Microwave*

Theory Tech., vol. MTT-19, pp. 885-887, Nov. 1971.

[9] H. Pues and A. Van De Capelle, "A simple Accurate formula for the radiation conductance of a rectangular microstrip antenna," *IEEE Ap-s. Int. Symp. Digest*, pp. 23-26, June 1981.

[10] C. Wood et al, "Radiation conductance of open circuit low dielectric constant microstrip," *Electron Letter*, vol. 14, no. 4, pp. 121-125, 1978.

[11] J. Watkins, "Radiation from open circuit dielectric resonator," *IEEE Trans., Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp. 636-640 Oct, 1973.

[12] J.H. C. Van Heuven, "Conduction and radiation losses in microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp. 441-445, 1974.

[13] I.J. Bahl, P. Bhartia, "Microstrip antenna," Artech House, Inc pp. 48-51, 1980.

[14] G. Sanford and L. Klein, "Development and test of a conformal microstrip airborne phased array for use with the ATS-6 satellite," *IEE int. conf. on Antenna for aircraft and spacecraft*, pp. 115-122, 1975.

[15] S.K. Chowdhury, "Resonant length of a linearly polarized microstrip radiator," *Electron Letter*, vol. 14, no. 18, pp. 594-595 Aug. 1978.

[16] R. Keith, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. Ap-29, no. 1, Jan, pp. 5-8, 1981.

[17] D.L. Sengupta, "Transmission line model for rectangular patch antenna," *IEEE Ap-s Int. Symp. Digest*, pp. 158-161, 1983.

[18] D.L. Sengupta, "Appropriate expression for the resonant frequency of a rectangular patch antenna," *Electron Letters*, vol. 19 no. 20, pp. 834-835, 1983.

[19] D.L. Sengupta, "Resonant frequency of a tunable rectangular patch antenna," *Electron Letter*, vol. 20, no. 15, pp. 614-615, July 1984.

[20] W.J. Getsinger, "Microstrip dispersion model," *IEEE Trans. MTT-21*, no. 1, pp. 34-39, Jan, 1973.

著 者 紹 介



姜 熙 照 (正會員)
 1961年 1月 26日生. 1979年~
 1986年 원광대학교 전자공학과
 졸업 (공학사). 1986년~1988년
 숭실대학교 반도체공학과 졸업
 (공학석사). 1989년 9월 ~ 현재
 한국항공대학 항공전자공학과 박
 사과정. 1988년 9월~1989년 12월 중경공업전문대
 학 강사. 1988년 9월~1989년 12월 대전실업전문대
 학 강사. 1989년 3월~1989년 8월 한국항공대학강사.
 1990년 3월~현재 동신대학교 전자공학과 전임강사.



吳 洋 鉉 (正會員)
 1961年 9月 26日生. 1981년~
 1988년 건국대학교 전자공학과
 졸업 (공학사). 1988년~1990년
 건국대 전자과 대학원 졸업 (공학
 석사). 1991년~현재 건국대 전
 자과 대학원 박사과정 재학중 주
 관심분야는 최고주파 회로설계 및 최고주파 안테나.

高 永 赫 (正會員) 第27卷 第2號 參照
 현재 동신대학교 정보통신공
 학과 전임강사