

톱니 모양의 Perturbation을 갖는 편파 Diversity용 광대역 마이크로스트립 안테나

Broad Band Microstrip Antenna with Saw Tooth Perturbations for Polarization Diversity

김태홍 · 노근식 · 박천석

Tae-Hong Kim · Keun-Sik No · Cheon-Seok Park

요 약

본 논문에서는 편파 다이버시티(polarization diversity)용 광대역 안테나에 대한 성능을 개선하기 위한 새로운 구조를 제안하였다. 이중 편파 마이크로스트립 안테나를 구현하기 위하여 십자형 개구면을 두었고, 개구면 위와 아래에 두 port가 서로 수직이 되도록 급전부를 설계하였다. 그리고 방사소자와 급전부에 air gap을 주었으며 후방 방사를 줄이기 위해 아래 급전부로부터 $\lambda/4$ 떨어뜨려서 반사판을 두었다. 더욱 넓은 대역폭을 가지도록 방사 패치에 톱니 모양의 perturbation을 주었으며, 패치의 perturbation 효과에 의해 안테나 크기가 줄어들게 됨으로써 배열 안테나의 크기도 상당히 줄어들었다.

제안된 단일 소자 안테나를 이용하여 1×4 배열 안테나 구조를 가진 PCS 기지국용 편파 다이버시티 안테나를 제작하였다. 단일 소자 안테나는 각각 port 당 10.3%, 11.3% (VSWR < 1.3)의 대역폭을 가지고 두 port간의 분리도가 -40 dB 이상이다. 또한 배열 안테나의 대역폭은 각각 13.2%, 12.7% (VSWR < 1.3)이고 -36 dB의 분리도와 10 dB의 XPD를 가진다.

Abstract

This paper suggests new antenna design for polarization diversity. For dual polarization, two port feeding lines are printed on two separate layers and cross-shaped aperture is located on ground between the substrates. For reducing back radiation, a reflector is attached around $\lambda/4$ behind feeding substrates. For wide bandwidth we use a perturbed patch with saw tooth shaped. This perturbation effect causes reduction of antenna size and also reduction of array size.

With the antenna proposed here, 1×4 array dual polarization antenna for polarization diversity of PCS base station is built. One single element has as large as 10.3%, 11.3% bandwidths at each port, V.S.W.R less than 1.3 and the isolation is less than -40 dB, also array antenna has 13.2%, 12.7% bandwidths, V.S.W.R less than 1.3, the isolation below -36 dB and the XPD of 10 dB.

I. 서 론

국내 도심의 전파 환경은 다경로 fading이 매우 심하여 fading의 영향을 줄이기 위한 방안으로 편파

다이버시티 안테나의 연구가 활발하다. 편파 다이버시티 안테나는 서로 수직인 두 선형 편파를 이용해 다이버시티 효과를 가지므로 설치 면적을 현저히 줄일 수 있고, 한 섹터당 1개의 안테나만을 필요로 하

성균관대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Sung Kyun Kwan Univ.)

· 논문 번호 : 991012-088

· 수정완료일자 : 2000년 3월 8일

므로 섹터당 1개의 송신 안테나와 2개의 수신 안테나를 가지는 공간 다이버시티 안테나에 비해 설치비용과 유지비용이 훨씬 적게 든다. 또한 밀집된 고층 건물에 의한 fading이 많이 발생하는 대도시의 경우에도 편파 다이버시티 안테나가 더 우수한 성능을 가진다^[1].

1990년대에 들어서면서 편파 다이버시티용 안테나에 관한 연구는 이동 통신 시장의 팽창에 따른 기지국의 증가로 활발히 진행되고 있는데, 최근에 와서는 서로 수직인 두 선형 편파간의 편파교차도를 낮추고 port간의 분리도(isolation)를 키우고 후방 방사를 줄이기 위한 방법에 대한 연구가 집중되고 있다. 두 개의 분리된 개구(slot)가 서로 수직인 개구면 결합 마이크로스트립 안테나는 급전구조가 단층인 장점은 있으나 port간의 분리도가 나쁘고 대역폭이 좁으며 비대칭적인 구조로 인해 방사 패턴이 비대칭적이다^[2]. 십자형 개구(slot)를 가운데 위치시키고 하나의 기판에 서로 수직하게 급전하는 구조는 대역폭은 [2]에 비해 개선되었지만 port간의 분리도가 상당히 나쁘다^[2]. J-F. Zurcher는 방사소자를 다층으로 하여 안테나 특성은 좋지만 너무 많은 층을 사용하기 때문에 다소 소모적이고 복잡하다^[2]. 이에 비해 Yamazaki는 방사소자가 단층구조이면서 두 port간의 분리도가 30 dB 이상인 구조를 제안하였는데, 이 구조는 배열 안테나의 설계가 용이하다는 장점을 가지고 있다^[3]. 하지만 두 개의 급전층 중에서 상층부가 직접적으로 안테나의 복사에 영향을 미쳐 안테나 특성에 열화를 가져올 수 있는 단점을 갖고 있다. J. R. Sanford는 급전층을 분리하여 port간의 분리도가 35 dB 이상이고 넓은 대역폭을 가지지만 좋지 못한 front to back ratio를 가진다^[4]. Ingela Nystron은 두 port간의 분리도가 34 dB보다 크고 후방방사 성능을 크게 개선시킨 구조를 제안했다^[5]. 이 구조의 경우는 급전부간에 air bridge를 이용해야 하므로 제작하는데 다소 복잡한 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 십자형 개구를 가운데 위치시키고 급전부를 개구면의 위와 아래에 두어 port간에 분리도를 좋게 하고 위의 급전부와 방사소자와 air gap을 두어 대역폭을 증가시키고 마이크로스트립 안테나 방사 소자에 perturbation을 줌으로써 더욱 넓은 대역폭을 가지면서 안테나의 크기를 줄일

수 있게 하였다. 그리고 front to back radiation을 좋게 하기 위해서 반사판(reflector)을 아래 급전부로부터 $\lambda/4$ 떨어뜨린 구조를 사용하여 제안하였다. 또한 제안된 단일 소자 안테나 구조를 이용하여 1×4 배열 안테나 구조를 가진 PCS 기지국용 이중 편파 안테나를 설계, 제작하여 그 측정된 결과를 소개한다.

II. 마이크로스트립 패치 안테나의 설계

마이크로스트립 안테나는 일반적으로 가볍고 크기가 작으며 대량생산이 용이한 장점이 있으나 대역폭이 작다는 큰 단점을 가지고 있으므로 마이크로스트립 안테나를 이용해 특정 스펙을 만족시키는 안테나를 만들 때는 기판을 선정할 때부터 대역폭에 가장 많은 신경을 써야 한다. 일반적으로 기판의 유전율이 낮을수록, 기판의 높이가 높을수록 대역폭은 증가하지만, 유전율이 높을수록 기판의 높이가 높을수록 그림 1과 같은 표면파(surface wave)가 발생하므로 안테나의 특성에 나쁜 영향을 끼치게 되므로 유의할 필요가 있다.

그러므로 실제로 제안하고 구현한 안테나는 주변 온도에 따른 특성의 변화와 기계적 특성을 고려해 다음과 같은 두 가지 기판을 사용하였다.

- ① Duroid 4003 (ϵ_r : 3.38 높이: 32 mil)
- ② FR4(단면 기판, ϵ_r : 4.42, 높이: 1.6 mm)

본 논문에서 제안한 구조는 개구면 결합 마이크로스트립 안테나를 기본 개념으로 하여 그림 2와 같이 방사 패치(radiation patch)와 급전부 사이에 air gap을 주었고 십자형의 개구를 가운데에 위치시켰다. 그리고 급전부는 개구면의 위와 아래에 서로 수

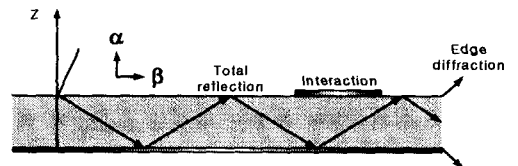


그림 1. 표면파의 발생
Fig. 1. Creation of surface wave.

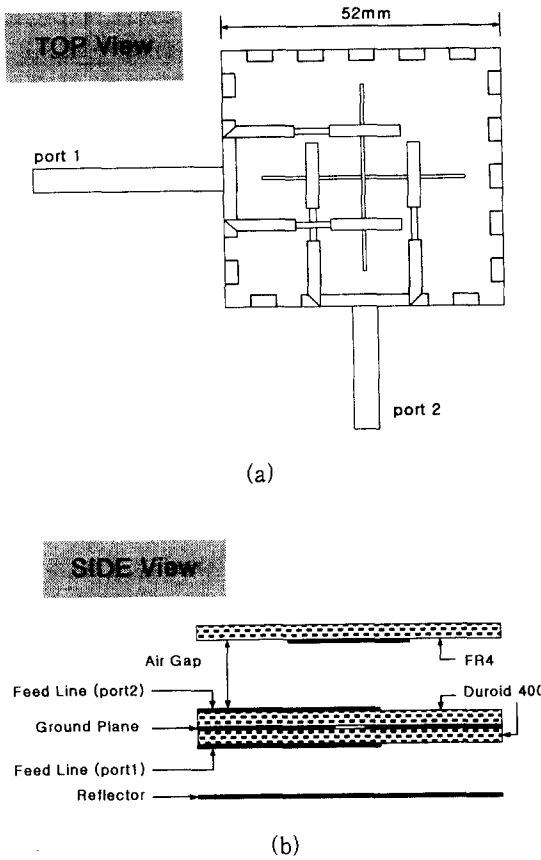
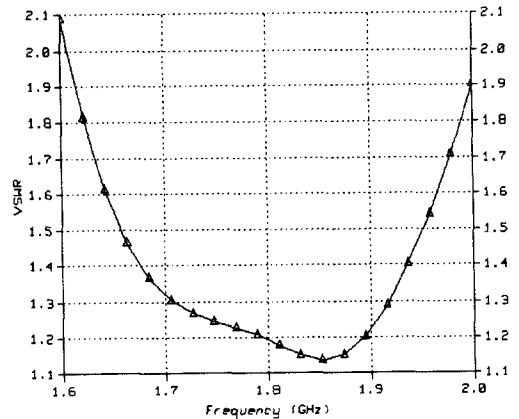


그림 2. 제안된 단일 구조 안테나
Fig. 2. Proposed antenna structure with single patch.

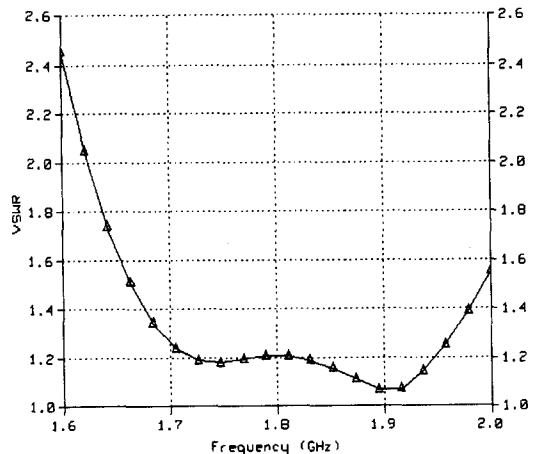
직이 되도록 하여 port 1은 개구면 아래에, port 2는 개구면 위에 두어 port간의 분리도를 좋게 하면서 급전부와 방사부를 따로 설계할 수 있도록 했다. 그리고 후방방사를 줄이기 위해 반사판을 아래 급전부로부터 $\lambda/4$ 떨어뜨린 구조를 사용하여 front to back ratio 특성을 개선하였다. 또한 대역폭을 더 넓히고 안테나의 전체 크기를 줄이기 위해 방사소자에 툽니 모양의 perturbation을 주어 설계하였다. 이는 공동 공진기 (cavity resonator)를 실제로 응용하는데 있어서 공동기의 모양을 변화시킨다든지 또는 조그마한 유전체 또는 금속을 집어넣음으로써 변화를 주는 경우에서처럼 공진 대역폭의 향상을 기대할 수 있다.

방사소자를 제외하고 동일한 구조를 가지는 안테나를 같은 동작 주파수 대역에서 두 종류의 방사 패

치를 가지는 안테나를 최적화 했을 때, perturbation을 주지 않은 안테나의 정상각형 방사소자의 길이가 59 mm 이었던 것에 반해 툽니 모양의 perturbation을 준 안테나는 방사소자의 길이가 52 mm로 11.9% 만큼의 길이를 줄일 수 있었고, 이것은 배열 안테나를 만들 경우 안테나 크기가 상당히 줄어드는 효과를 가진다. 또한 그림 3에서 보는 바와 같이 Ensemble로 simulation한 결과를 볼 때, perturbation을



(a) perturbation을 주지 않을 때
(a) without perturbation



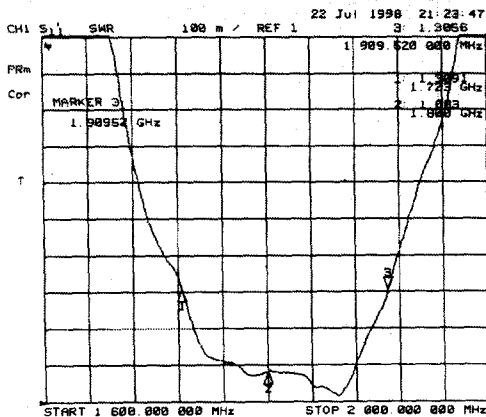
(b) perturbation을 줄 때
(b) with perturbation

그림 3. Perturbation을 주지 않을 때와 줄 때의 VS-WR의 비교

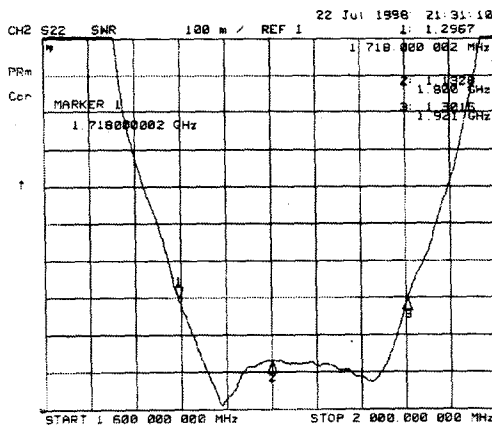
Fig. 3. Comparison of VSWR between without and with perturbation.

주었을 때 안테나의 대역폭이 250 MHz (VSWR < 1.3)이고 perturbation을 주지 않은 안테나가 200 MHz (VSWR < 1.3)이었으므로, 틱니 모양의 perturbation을 준 안테나의 대역폭이 2.76% 향상되었으므로 VSWR 성능이 더 우수하다고 할 수 있다.

그림 4는 틱니 모양의 perturbation을 주어 제작된 단일 소자 안테나의 특성을 Network analyzer로 측정된 것으로 VSWR 1.3이하에서 port 1이 10.3%, port 2가 11.3%의 대역폭을 보여준다.



(a) port 1



(b) port 2

그림 4. 측정된 단일 소자 안테나의 VSWR
Fig. 4. VSWR measurement of single patch antenna.

III. 배열 안테나의 설계

단일 안테나에서 전기적인 특성을 스펙에 맞추어

설계를 했다면 배열 안테나에서는 안테나 패턴과 관련된 안테나 이득, 교차 편파도(XPD)와 주엽(main lobe)과 부엽(side lobe)의 비와 같은 스펙들을 만족시키도록 설계를 해야 한다. 배열 안테나에서 주엽과 부엽의 비를 결정하기 위해서는 단일 소자에 전달되는 전력값을 조절하여야 하는데, 이를 위해 전력 분배기를 사용하여 각각의 단일 소자에 전달되는 전력을 조절하여 각각의 단일 소자 안테나에 연결을 하여야 한다.

그림 5와 같은 형태의 선형 배열 안테나를 설계하기 위한 배열요소(Array factor)는 식 (1), (2), (3)과 같이 나타낼 수 있다^[6]. 짝수개의 단일 소자 안테나로 이루어진 배열 안테나를 설계할 때는 식 (1)을 이용하며 전체 단일 소자의 개수는 2M으로 하여 설계한다. 마찬가지로 홀수개의 단일 소자 안테나의 배열 안테나를 설계할 때는 식 (2)를 사용한다.

$$(AF)_{2M} \text{ (even)} = \sum_{n=1}^M a_n \cos[(2n-1)u] \quad (1)$$

$$(AF)_{2M+1} \text{ (odd)} = \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos[(2n-1)u] \quad (2)$$

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta \quad (3)$$

여기서 a_n 은 각 소스(source)에서의 전류크기를 의미하고, θ 는 관찰점과 배열 안테나가 이루는 각도를 의미한다.

이렇게 배열요소를 정의하고 나면 a_n 을 결정하기 위해서 전류 분배비를 결정하여야 한다. 전류 분배비를 결정하기 위한 방법으로 본 논문에서는 주엽 대 부엽비(major-to-minor lobe ratio)가 15 dB이고

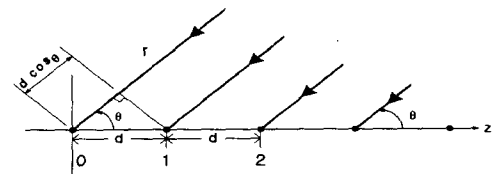


그림 5. 일정한 간격으로 균일하게 분포되어 있는 소스의 선형 배열

Fig. 5. Linear array of source as uniform distance.

1×4 배열 안테나를 만들기 위해서 Tschebysheff 분포 함수를 이용하였다^[9]. 4개의 요소로 구성이 되는 배열 안테나는 수식 (1)에 의해 배열 요소를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$m=0 \quad \cos(mu) = 1 \quad (4)$$

$$m=1 \quad \cos(mu) = \cos(u) \quad (5)$$

$$m=2 \quad \cos(mu) = \cos(2u) = 2\cos^2(u) - 1 \quad (6)$$

$$m=3 \quad \cos(mu) = \cos(3u) \\ = 4\cos^3(u) - 3\cos(u) \quad (7)$$

이때, Tschebysheff 다항식 $T_m(z)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$T_m(z) = 2zT_{m-1}(z) - T_{m-2}(z) \quad (8)$$

$$T_m(z) = \cos[m \cos^{-1}(z)] \\ -1 \leq z \leq +1 \quad (9)$$

$$T_m(z) = \cosh[m \cosh^{-1}(z)] \\ z < -1, z > +1 \quad (10)$$

Tschebysheff 다항식이 정해지면 배열요소와 같 다라고 놓고 α_n 값을 결정할 수 있으므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$m=0 \quad \cos(mu) = 1 = T_0(z) \quad (11)$$

$$m=1 \quad \cos(mu) = z = T_1(z) \quad (12)$$

$$m=2 \quad \cos(mu) = 2z^2 - 1 = T_2(z) \quad (13)$$

$$m=3 \quad \cos(mu) = 4z^3 - 3z = T_3(z) \quad (14)$$

$T_m(z)$ 를 가장 크게 하는 z 를 z_0 라고 할 때 전압비(voltage ratio) R_0 는 다음과 같이 정의되고 결국 이 R_0 가 주엽 대 부엽의 비를 결정한다.

$$T_m(z_0) = R_0 \quad (15)$$

본 논문에서는 주엽과 부엽의 비를 15 dB로 결정 하였으므로 $R_0(\text{dB}) = 15 \text{ dB}$ 로 놓을 수 있다. 따라서 $R_0 = 5.623$ 이고 이것을 $T_3(z_0)$ 과 같게 놓는다.

$$R_0 = T_3(z_0) \quad (16)$$

z_0 가 1보다 크므로 식 (10)에 의해 $T_3(z_0)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T_3(z_0) = \cosh(3 \cosh^{-1}(z_0)) \quad (17)$$

따라서

$$z_0 = \cosh\left[\frac{1}{3} \cosh^{-1}(5.623)\right] = 1.341 \quad (18)$$

이 된다.

여기서 (1)에 의해 4개의 요소로 이루어진 안테나의 array factor는 다음과 같다.

$$(AF)_4 = \sum_{n=1}^2 \alpha_n \cos[(2n-1)u] \quad (19)$$

$$(AF)_4 = \alpha_1 \cos(u) + \alpha_2 \cos(3u) \quad (20)$$

$\cos(u)$ 를 1과 -1 사이에 두기 위해 z_0 로 정규화하면 식 (21)과 같고 이것을 식 (20)에 대입하면 식 (22)와 같이 쓸 수 있다.

$$\cos(u) = \frac{z}{z_0} \quad (21)$$

$$(AF)_4 = \alpha_1 \frac{z}{z_0} + \alpha_2 \left[4 \frac{z^3}{z_0^3} - 3 \frac{z}{z_0} \right] \\ = z \left[(\alpha_1 - 3\alpha_2)/z_0 \right] + z^3 \left[4\alpha_2/z_0^3 \right] \quad (22)$$

이제 Tschebysheff 다항식으로 만들어 주기 위해서 식 (22)를 배열 요소가 4개일 때의 Tschebysheff 다항식 $T_3(z)$ 를 $4z^3 - 3z$ 와 같다고 하여 계수비교법으로 α_1 과 α_2 를 구하면 $\alpha_1 = 3.211$, $\alpha_2 = 2.411$ 가 되며, 정규화된 비로 바꾸면 $\alpha_1 = 1.332$, $\alpha_2 = 1$ 이 된다. 그러므로 전체 배열 요소비는 1:1.332:1.332:1 이 되며, 전체 전력비는 1:1.7716:1.7716:1 이 된다.

이렇게 전력비가 정해지면 식 (23), (24)와 같이

표 1. 배열 요소에 대한 전체 전력비

Table 1. Total power ratio of array elements.

Element	1	2	3	4
전류비	1	1.332	1.332	1
전체 전력비	1	1.7716	1.7716	1

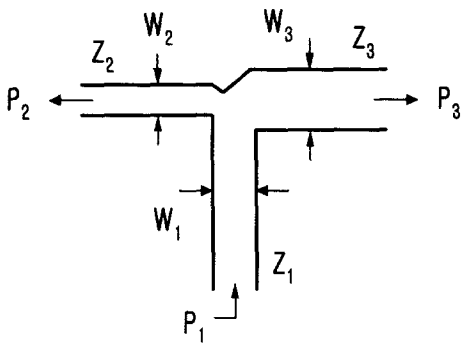


그림 6. 전력 분배기의 구조
Fig. 6. Structure of power divider.

전력비를 임피던스의 비로 그림 6과 같은 형태의 전력 분배기를 설계할 수 있다.

$$Z_1 = \frac{Z_2 \times Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad (23)$$

$$P_2 = \frac{Z_1}{Z_2} \times P_1, \quad P_3 = \frac{Z_1}{Z_3} \times P_1 \quad (24)$$

배열 안테나의 급전구조로 설계된 전력 분배기의 구조는 그림 7과 같다.

이제 원하지 않는 grating lobe가 생기지 않도록 하기 위한 요소 사이의 거리를 구하고자 한다. 각각의 요소 사이 거리를 d 라고 할 때 수식 (3), (21)에 의해 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$z = z_0 \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta\right) \quad (25)$$

z_0 는 1.341이고 d 를 $n\lambda$ 라고 놓으면 수식 (25)

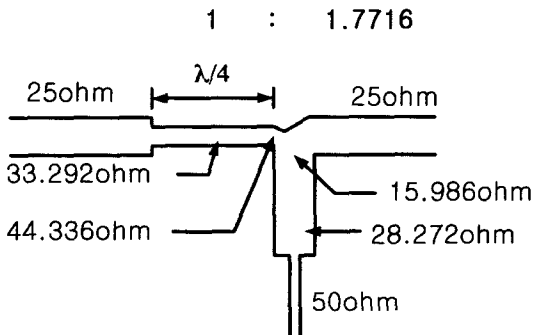


그림 7. 설계된 전력 분배기
Fig. 7. Designed power divider.

는 다음과 같다.

$$z = 1.341 \cos(n\pi \cos \theta) \quad (26)$$

$\theta = 90^\circ$ 에서는 항상 z 가 최고값이므로 이를 주엽이라고 보면 0° 와 180° 에서는 $|z|$ 가 1을 넘지 않는 값을 가져야 원하지 않는 각도에서 주엽에 비길 만한 크기의 엽(grating lobe)이 생기지 않는다. 따라서 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$-1 \leq 1.341 \cos(n\pi) \leq 1 \quad (27)$$

따라서 n 의 범위는 다음과 같다.

$$0.232 \leq n \leq 0.768 \quad (28)$$

그러므로 원하지 않는 곳에 주엽의 크기와 비길 만한 엽이 생기지 않는 안테나의 요소 사이의 거리 d 의 범위는 식 (28)과 같이 주어진다. 이 범위내에서 d 가 적어질수록 주엽의 빔폭이 넓어지고 d 가 커질수록 빔폭이 좁아진다. 빔폭이 좁을수록 안테나의 이득이 올라가므로 가능한 범위내에서 큰값을 가지도록 하는 것이 바람직하다.

$$0.232\lambda \leq d \leq 0.768\lambda \quad (29)$$

IV. 1×4 배열 안테나의 제작과 측정 결과

최종적으로 제작된 1×4 배열 안테나의 구조는 그림 8과 같다.

두 개의 급전부와 그라운드는 Duroid 4003 기판

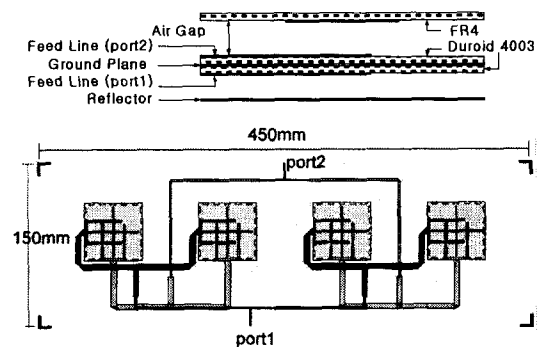
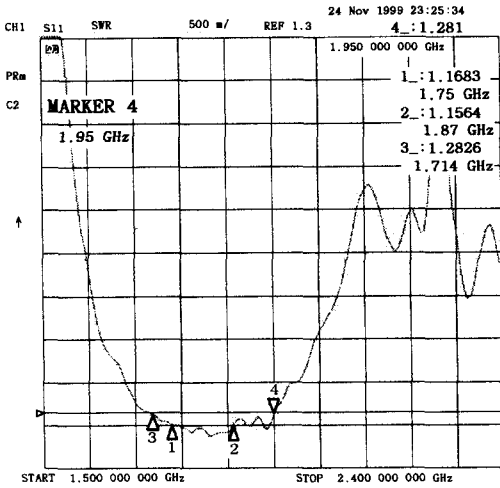


그림 8. 최종 설계된 편파 다이버시티용 배열 안테나
Fig. 8. Final structure of array antenna for polarization diversity.

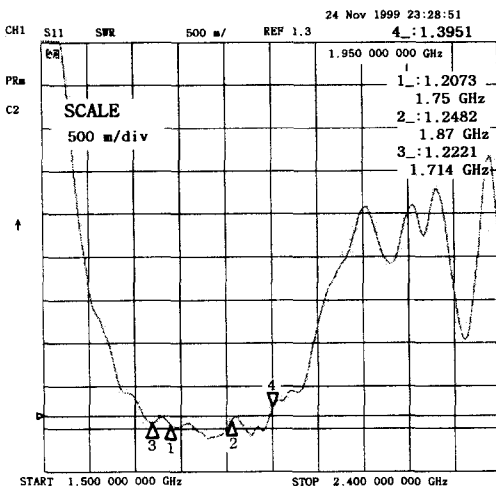
을 이용하였고, 방사소자는 1.6 t인 FR4 기판을 이용하여 뒤집힌 방사소자(inverted patch)로 설계하여 제작하였고, 안테나 사이의 간격은 0.7 λ로 정하였으며, 안테나의 전체 크기는 450×150 mm로 perturbation을 주지 않았을 때보다 크기가 상당히 줄어든다.

그림 9는 port 1, port 2 각각에 대해서 VSWR을 측정한 결과이다. port 1은 13.2%(VSWR<1.3)의 대역폭을 가지고 port 2는 12.7%(VSWR<1.3)의

대역폭을 가진다. 또한 그림 10은 각 port에 대한 smith chart를 나타낸 것이다.

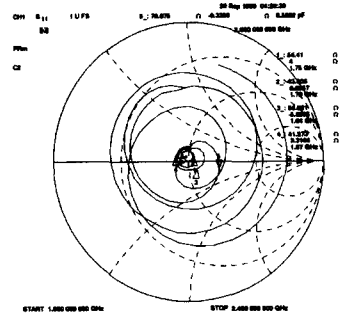


(a) port 1

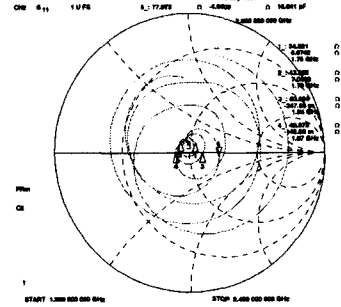


(b) port 2

그림 9. 각각의 port에 대한 VSWR
Fig. 9. VSWR of each port.



(a) port 1



(b) port 2

그림 10. 두 port의 smith chart

Fig. 10. Smith charts of two ports.

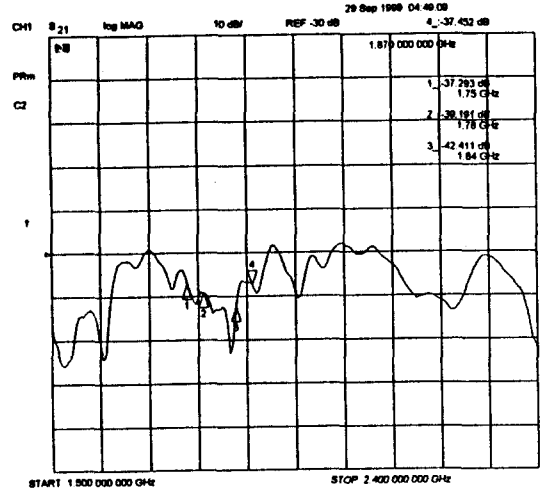


그림 11. 두 port간의 isolation

Fig. 11. Isolation between two ports.

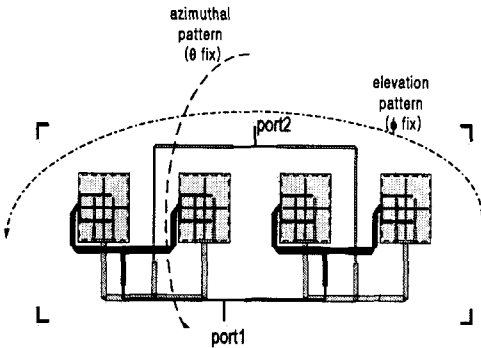


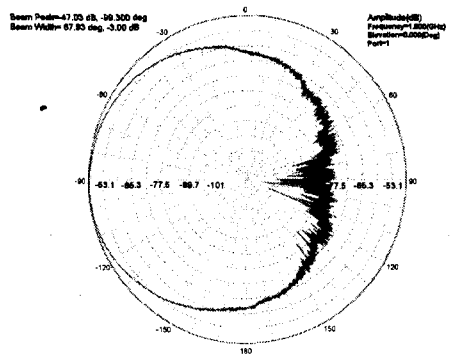
그림 12. 안테나의 측정 방향
Fig. 12. Measurement direction of antenna.

그림 11은 두 port 간의 분리도(isolation)을 측정 한 값으로 두 port간의 분리도가 -36 dB 이하이다. 안테나의 측정 방향을 그림 12와 같이 ϕ 방향은 고정시키고 θ 방향을 바꾸어 가며 측정한 것을 elevation 안테나 패턴이라고 하고 θ 방향은 고정시키고 ϕ 방향을 바꾸어가며 측정한 것을 azimuth 안테나 패턴이라고 정의한다.

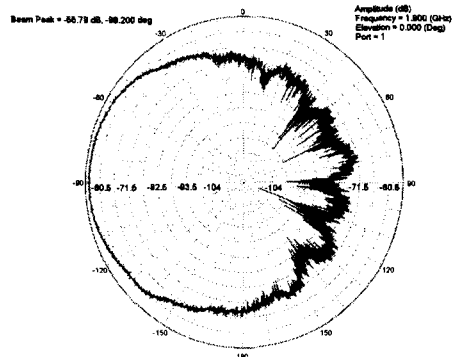
그림 13의 (a)는 1.8 GHz에서 port 1의 azimuth 방향으로의 안테나 패턴을 측정한 것이며, 이 때의 XPD(Cross Polarization Discrimination)는 주엽에서 10 dB로 그림 13의 (b)에 나타났으며 안테나 이득은 12.8 dBi이다. 그림 13의 (c)는 주엽과 부엽의 비를 elevation 방향으로 측정한 안테나 패턴을 본 것이다. Tschebysheff 분포 함수를 이용해서 설계한 것과 마찬가지로 주엽과 부엽의 비가 15 dB가 됨을 알 수 있다.

V. 결 론

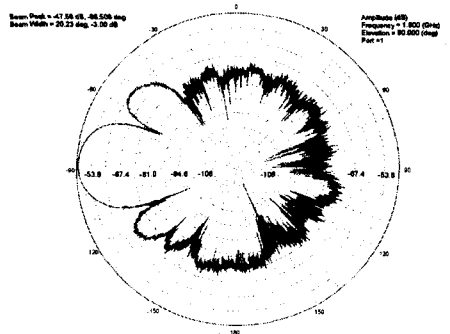
이중 편파를 가지는 개구면 결합 마이크로스트립 안테나의 사각형 방사 소자에 perturbation을 주어 port 1과 port 2의 대역폭이 각각 10.3 % (VSWR < 1.3), 11.3 % (VSWR < 1.3)를 갖는 단일 소자 안테나의 대역폭을 개선하였고, 분리도(isolation)가 -40 dB 이상인 광대역 이중 편파 마이크로스트립 안테나의 구조를 제안했으며, 제안된 단일 소자 안테나를 바탕으로 port 1과 port 2의 대역폭이 각각 13.2 % (VSWR < 1.3), 12.7 % (VSWR < 1.3), 1.8 GHz



(a) azimuth 방향
(a) azimuth direction.



(b) 교차 편파
(b) Cross polarization



(c) 주엽 대 부엽의 비 (15 dB이하)
(c) Ratio of main and side lobe (less than 15 dB)

그림 13. 측정 패턴 결과
Fig. 13. Measured radiation pattern.

에서 분리도가 -36 dB 이상, 주엽(main lobe)과 부엽(side lobe)의 레벨비가 15 dB, XPD가 10 dB이고

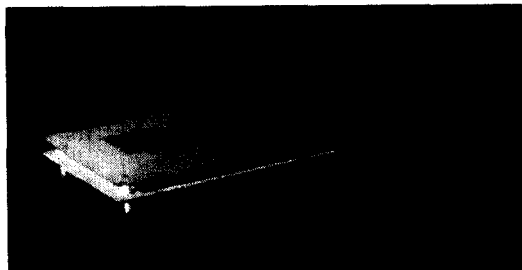


그림 14. 완성된 안테나의 전체 모습

Fig. 14. Full antenna scheme.

이득이 12.8 dBi인 1×4 배열 안테나를 설계하였다.

참 고 문 헌

[1] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications", *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 3, pp. 177-186, Aug., 1990.

[2] Zean-Francois Zurcher, and Fred E. Gardioi, "Broadband Patch Antennas", Artech House, pp. 120-135, 1995.

[3] M. Yamazaki, E. T. Rahardjo, and M. Haneishi, "Construction of a slot-coupled planar antenna for dual polarization", *Electronics Letters*, vol. 30, no. 22, pp. 1814-1815, 27th Oct., 1994.

[4] J. R. Sanford, and A. Tengs, "A Two Substrate Dual Polarised Aperture Coupled Patch", *IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest*, pp. 1544-1547, 1988.

[5] I. Nystron, and D. Karsson, "Reduction of back radiation and cross coupling in dual polarized aperture coupled patch antennas", *IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest*, pp. 2222-2225, 1997.

[6] C. A. Balanis, "Antenna Theory", 2nd ed., John Wiley & Sons Inc., 1997.

김 태 홍

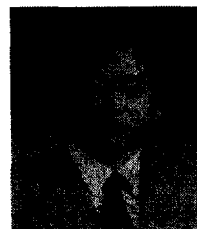


1998년: 성균관대 전자공학과(공학사)
 2000년~2월: 성균관대학교 전기 전자 및 컴퓨터 공학부(공학석사)
 2000년~현재: 삼성정보통신
 [주 관심분야] 안테나, 초고주파

노 근 식

1998년: 성균관대 전자공학과(공학사)
 2000년~2월: 성균관대학교 전기 전자 및 컴퓨터 공학부(공학석사)
 [주 관심분야] 안테나, 초고주파

박 천 석



1988년: 서울대학교 전기공학과(공학사)
 1990년: 과학기술원 전기전자공학과(공학석사)
 1995년: 과학기술원 전기전자공학과(공학박사)
 1995년~현재: 성균관대학교 전기

전자 및 컴퓨터 공학부 교수
 [주 관심분야] 전자장 수치해석, 마이크로파 능동 및 수동소자, 안테나