論文2000-37TC-02-10

이동통신 기지국을 위한 적층된 원형 마이크로스트립 안테나 설계
(Design of Stacked Circular Microstrip Antenna for Mobile Communication Base Station)

金 南 炫 *, 盧 光 鉉 *, 姜 英 鎭 *
(Nam Hyun, Kim, Kwang Hyun Noh, and Young Jin, Kang)

요 약

본 논문에서는 이중공진 및 광대역, 고이득의 특성을 갖는 적층된 원형-디스크 마이크로스트립 1×4 배열 안테나를 차세대 이동통신인 IMT-2000시스템(상향링크: 1.885 ㎓~2.025 ㎓, 하향링크 : 2.11 ㎓ ~2.2 ㎓) 기지국에서 응용할 수 있도록 설계·제작 및 실험하였다. 실험결과 상향:1.885 ㎓, 하향:2.178 ㎓로 원하는 주파수대에서 정확히 이중 공진하고, 궤환 손실은 -30.19dB, -24.99dB로 나타났으며 VSWR은 각각 1.06, 1.43, 그리고 VSWR<2 에서의 대역폭 402 ㎒, -3dB 빔 폭은 1.885 ㎓ 에서(αE :16.8°, αH : 69°), 2.178 ㎓에서(αE :15.2°, αH : 51.5°)를 갖고, 이득은 사용 하고자 하는 주파수 전반에 거쳐 약 13.7dBi~15.21dBi 의 이득을 얻었다.

Abstract

In this paper, a stacked circular-disk microstrip 1×4 array antenna was designed and manufactured and tested to apply in next generation mobile communication, on IMT-2000 system(up-link: 1.885 ㎓~2.025 ㎓, down-link: 2.11㎓~2.2 ㎓) base station which has dual frequency, broadband and high-gain characteristics. The experimental results are as follows ; resonant frequency of 1.885 ㎓ and 2.178 ㎓, VSWR (1.064 , 1.432), return loss (-30.19 dB , -24.99 dB), band width (VSWR<2) are 402 ㎒, -3dB beam width at radiation pattern are αE-16.8°, αH-69°(1.885 ㎓) and αE-15.2°, αH-51.5°(2.178 ㎓), gain(13.7 dBi ~ 15.21 dBi).

Ⅰ. 서 론

최근들어 이동통신 서비스의 폭발적인 수요증가는 점차 가입자나 운용자, 제조업체 모두에게 고품질, 대용량의 서비스를 제공할 수 있는 새로운 기술의 등장을 기대케 하고 있다. 이에 각국의 경쟁력있는 업체 및 연구기관은 고품질, 고효율, 대용량 등의 요구사항을 크게 만족시킬 수 있는 3세대이동통신 시스템(IMT-2000)에 대한 구체적인 비전을 갖고 이의 실현을 위해 가장 적절한 무선 전송기술과 함께 여러 핵심 부품개발 및 기반기술등에 대한 연구를 지속적으로 하고있으며 이 가운데 안테나 설계 및 개발 또한 중요한 요소중 하나로 주목받고 있다. IMT-2000시스템의 주파수대역은 1992년 세계 무선 주관청회의(WARC-92 : Worl Admini-strative Radio Conference)에서 이동위성(1980 ㎒ ~2010 ㎒/2170 ㎒ ~2200 ㎒) 부분을 포함해서 전 세계적 으로 Global Roaming이 가능하도록 상향링크 1885 ㎒ ~2025 ㎒에서 140 ㎒를, 하향링크 2110 ㎒~2200 ㎒에서 (유럽, 아시아 등 Region Ⅰ, Ⅲ) 90 ㎒로 총 230 ㎒의 주파수 대역을 할당함에 따라 기존의 공정업무 및 이동업무와 공용하게 되었다[1].

* 正會員, 圓光大學校 電子工學科
(Dept. of Electronic Engineering, Won Kwang University)
※ 이 논문은 1998년도 원광대학교 교비 지원에 의해서 연구됨.
接受日字:1999年10月21日, 수정완료일:2000年1月26日

IMT-2000 시스템에서 기지국 안테나의 경우 고효율, 고이득 및 광대역 특성이 요구되는데 특히 다양한 서비스를 만족시키면서 Bit-rate을 수Kbps~2Mbps로 처리해야하므로 광대역 특성이 많이 요구되고 있는 실정이다. 따라서 본 연구에서는 IMT-2000 시스템 기지국에서 응용할 수 있도록 전자기적 결합을 통한 이중공진 및 광대역, 고이득 특성을 갖는 적층된 원형 마이크로스트립 안테나를 설계,제작하여 실험하였다. 잘 알려진바와 같이 마이크로스트립 안테나는 그 구조가 평면형으로 경량, 박형이며 제작이 용이하고, 마이크로파 회로 와 집적화가 가능하며 제조단가가 저렴해서 대량생산이 가능하여 여러 통신 분야에서 많이 사용되고 있지만 낮은 복사효율과 매우 좁은 대역폭을 갖는다는 단점을 가지고 있다. 그래서 이를 극복하기 위한 다양한 방법중 하나로 단일 평면상에 패치가 형성된 기본 마이크로스트립 안테나위로 기생패치층을 덧붙인 적층형 구조를 사용 하므로서 협대역 특성을 극복할 수 있다[2][3].

본 논문에서는 적층된 1×4 원형패치 마이크로스트립 배열 안테나를 설계하여 복사패치층과 기생패치층의 간격에 따른 전자기적 결합 특성과 함께 공진 주파수 및 VSWR의 변화를 살펴보고 배열을 통한 안테나 이득과 복사특성을 알아본 후 이를 제작, 실험하여 그 결과를 고찰하였다.

Ⅱ. 기생패치층을 포함하는 원형 마이크로스트립 안테나

먼저, 본 논문에서는 초기 원형 패치 안테나의 설계를 위해 기판의 유전율과 전기적 두께에 따른 공간파 효율을 고려한 식을 이용하여 안테나의 반경을 구해 초기 값을 설정한 후 적층형 구조에서는 공간주파수 영역에서의 모멘트법을 통해 안테나의 최적 조건을 찾는다.

공간파 효율 및 기판의 표면파와 높이를 고려한 안테나 반경은 식 (1)과 같으며.

$$a = \frac{F}{\left\{1+\frac{2t}{\pi\varepsilon_r F}\left[\ln\left(\frac{F}{2t}\right)+(1.41\varepsilon_r+1.77)+\frac{t}{F}(0.268\varepsilon_r+1.65)\right]\right\}^{1/2}} \quad (1)$$

여기서 $F=\frac{8.791\times10^9}{f_r\sqrt{\varepsilon_r}}$ 이고, 유전율 ε_r 과 t/λ 에 의존하는 전기적 두께를 갖는 원형 마이크로스트립 안테나의 공간파 효율은 식 (2)와 같다[4].

$$\eta = P_1 e^{(P_2 t/\lambda)} \quad (2)$$

여기서,
$$P_1 = -0.38\varepsilon_r^2 + 4.5\varepsilon_r + 90$$
$$P_2 = 0.185\varepsilon_r^2 - 3.625\varepsilon_r + 3.93 \quad (3)$$

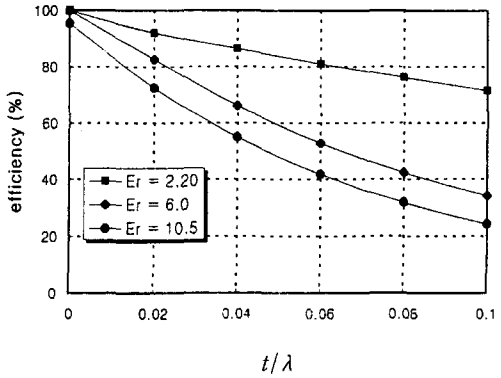


그림 1. ε_r 와 두께 및 파장에 따른 원형패치 안테나의 공간파 효율

Fig. 1. Space-wave efficiency of a circular microstrip antenna as a function of dielectric thickness for ε_r.

단일 원형패치 구조인 경우 공진기 모델링으로 해석할 수 있으나 그림 3에 나타낸 적층된 원형 마이크로스트립 안테나의 해석은 용이하지 않아 공간 주파수 영역에서의 모멘트법을 사용하여 많은 해석이 이루어져 왔다.[5],[6],[7],[8]

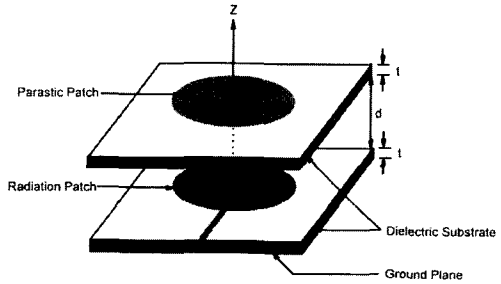


그림 2. 기생패치를 포함한 적층된 원형 마이크로스트립 안테나 구조

Fig. 2. Structure of stacked circular microstrip antennas with parastic elements.

기생패치가 포함된 원형 마이크로스트립 안테나 구조에 대한 공간주파수 영역에서의 그린함수는 쉽게 구

할 수 있으며[7], 다음에 나타낸 식 (4)는 패치위의 전류 분포를 나타내는 j번째 TE성분을 나타낸다.

$$[\vec{E}(\vec{\rho},z)]_{Tj} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im\phi}\int_0^{\infty} dk_\rho k_\rho \overline{\overline{H}}_m(k_\rho\rho)\cdot \left[\overline{\overline{G}}_{j1}(k_{\rho,z,z'}=d_0)\overline{K}_{m1}(k_\rho) + \overline{\overline{G}}_{j2}(k_\rho,z,z'=d_2)\overline{K}_{m2}(k_\rho)\right] \quad (4)$$

여기서, $\overline{\overline{G_{ij}}}$는 공간 주파수영역에서의 Dyadic그린함수이고, $\overline{K}_{m1}(k_\rho)$, $\overline{K}_{m2}(k_\rho)$는 각각 복사패치와 기생패치 상에서의 전류성분을 나타내는 m차 벡터 한켈 변환을 의미한다[5].

실제로 Real domain에서 그린함수들이 매우 복잡한 Convolution적분으로 묘사된다 할지라도 Spectral-domain에서의 그린함수는 간단한 대수 방정식으로 표현할 수 있다[8]. 영역 $z=d$ 와 $t+d+t$ 에서의 각각의 전계 $\vec{E}_i^{\,1}(a)$ 와 $\vec{E}_i^{\,2}(a)$ 는 같은 경계면 에서의 전류밀도 $\vec{J}_i^{\,1}(a)$, $\vec{J}_i^{\,2}(a)$ 와 상호 밀접한 관계가 있다. 한켈 변환 영역에서 Tilde가 의미하는 것은 양(量)을 나타낸다.

$$\begin{vmatrix} \tilde{E}^1 i \\ \tilde{E}^2 i \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z^{11} i & Z^{12} i \\ Z^{21} i & Z^{22} i \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \tilde{J}^1 i \\ \tilde{J}^2 i \end{vmatrix}, \ (i=e,h) \quad (5)$$

여기서, $[Z_i] = [Y_i]^{-1}$

원형패치는 갤러킨 방법(Galerkin's Method)을 사용하여 그 구조에 대한 고유모드를 위한 특성방정식을 구할 수 있고, 도체 상에서의 미지의 전류분포는 기저함수 $Jrjn(r)$ 과 $Jr\psi n(r)$ 의 선형조합 항으로부터 전개된다.

$$Jrj(r) = \sum_n AjnJrjn(r) \quad (6)$$

$$J\psi j(r) = \sum_n BjnJ\psi jn(r), \quad j=1,2 \quad (7)$$

여기서, Ajn 과 Bjn은 확장계수를 나타낸다. 보다 빠른 Convergen을 위해 r = a_1과 a_2 에서의 가장자리 조건(Edge Condition)은 다음 아래의 기저함수로부터 선택된다.

$$Jrj(r) = r^{2(n-1)}\sqrt{aj^2-r^2}, \ (r<aj) \quad (8)$$

$$J\psi j(r) = r^{2(n-1)}\sqrt{aj^2-r^2}, \ (r<aj), \ (j=1,2) \quad (9)$$

한켈 변환된 모든 기저함수를 갖는 결과방정식은 식 (5)에서의 양(量)으로 대신 할 수 있다. 이러한 기저함수를 바탕으로 고유모드를 위한 특성방정식을 구할 수 있다[8]. 참고문헌 [5]로부터는 적층된 원형패치 안테나의 각 도체층 경계조건을 통해서 미지의 전류를 구하기 위한 적분방정식과 함께 전류 확장계수를 알 수 있으며, 공간 주파수영역에서의 그린함수를 대수방정식으로 변환, 이를 행렬형태로 바꾸기 위해 갤러킨 방법(Galerkin's Method)적용하여 j번째 패치에서의 전계를 구할 수 있고 이를 바탕으로 안테나의 입력 임피던스를 계산할 수 있다.

Ⅲ. 적층된 1×4 원형패치 배열 안테나의 설계

일반적으로 적층구조를 갖는 패치 안테나의 입력 임피던스는 복사패치와 기생패치 간의 간격이나 패치크기에 따라 현저하게 다른 경향을 나타내며 대역폭이 넓어지는 것으로 알려져 있다. 여기에서 대역폭이 넓어지는 원인은 두 개의 패치에 의한 이중공진 효과로 두 공진 주파수를 적절히 위치시켜야 원하는 대역폭을 얻을 수 있다. 따라서 최적의 적층형 안테나 설계를 위해서는 여러 가지 패치 크기에 대한 수치계산을 수행한 후 원하는 대역폭을 갖는 복사패치 및 기생패치의 크기와 각 층의 간격을 적절하게 조정하여 결정해야한다[9]. 안테나의 효율적인 복사를 위해 유전율이 낮으며 두께가 두꺼운 유전체상에 안테나를 설치하여 접지평면 뒤에서 패치(Patch)로 부터의 복사와 그것의 실제 이미지가 상쇄되지 않게 한다. 또한, 두꺼운 기판위의 패치는 넓은 공진을 일으켜 큰 대역폭을 가지게 되며 표면파 에서의 의사 결합(Coupling)산출이 배열상태에서 무분별한 주사(Scan)발생과 함께 안테나의 설계 및 제작에 어려움을 주기 때문에 낮은 유전율을 갖는 기판을 선택 함으로써 그러한 영향들을 피하거나 현저하게 감소시킬 수 있다.[10]

본 논문에서 제작한 적층안테나의 각 층사이에 공기층 대신 사용된 소재는 폴리메타크리레미드(Polymethacrylamid)로 이루어진 하드포움(Hard foam)으로써 유전율이 1.06으로 매우 낮은 유전율을 갖는데, 이는 공기의 유전보다 6% 높은 것이다. 표면파는 포움위에서 좀처럼 여기되지 않고 소자들 사이의 결합이 매우 작아서 무시할 수 있으며 손실 탄젠트가

8×10^{-4}정도로 아주 낮다. 무게또한 매우가볍고, 견고한 구조를 가지고 있으며 온도상으로나 전기적으로 양호한 특성을 보여준다.[3]

제작된 안테나는 그림 3에서와 같이 복사패치와 함께 결합된 $\lambda_g/4$임피던스 변환기와 T-Junction 전력분배기로 이루어진 동위상 ,동일 진폭의 급전망과 그 위에 수직으로 위치한 기생패치층 그리고 층과 층사이의 간격을 유지시켜주는 포움으로 구성되어 있으며 원하는 안테나 특성을 얻기 위해서는 각각의 형태 및 크기를 최적으로 설계 해야한다.

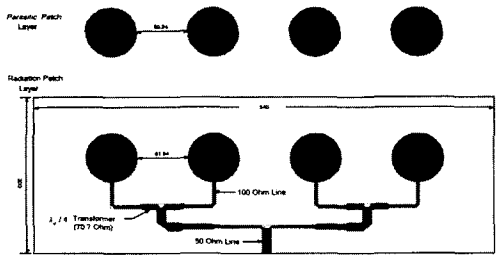


그림 3. 적층된 1×4 원형패치 배열 안테나의 설계도면
Fig. 3. Desinded diagram of stacked 1×4 circular patch array antenna.

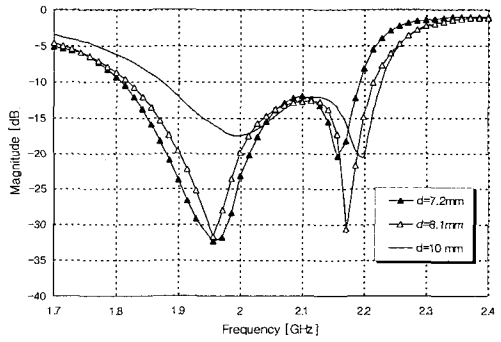
적층된 안테나 설계는 Spectral - domain 에서의 Moment-method를 기초로한 상용소프트웨어 Ensemble 5.1을 이용하여 설계하였다. 설계된 원형패치 안테나의 반경은 앞에서 설명했던 식 (2)으로부터 구할 수 있는데 이는 공간파효율 및 기판의 표면파와 두께를 고려한 식이다[4].

안테나 배열은 기본적인 선형 배열방식을 취했으며, 각 패치 사이의 간격은 $0.8\lambda_o$로 하였고, 층과 층 사이의 간격을 변환 시켜 가면서 시뮬레이션 하였다. 기판의 유전율은 2.2이며, 두께는 복사 및 기생패치 둘다 3.175㎜로 하고 복사패치 반경은 29㎜, 기생패치 반경은 29.5㎜로 하였다. 제시된 배열 안테나의 설계 파라미터는 표 1에 나타내었다.

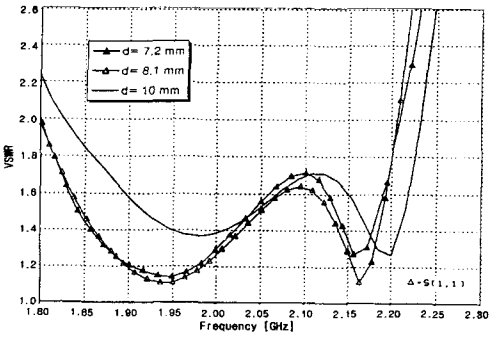
그림 4는 복사패치와 기생패치 층 사이의 간격을 각각 7.2㎜, 8.1㎜, 10㎜로 했을 때의 궤환손실과 VSWR을 나타낸 것으로 간격 변화에 따라 공진 주파수가 변화하면서 전자기적 결합특성이 달라짐을 알 수 있다. IMT-2000 시스템의 주파수 밴드가 상향링크는 1.885 ㎓~2.025 ㎓ , 하향링크는 2.110 ㎓ ~ 2.200 ㎓ 이므로 이 범위 안에서 공진을 해야 하는데 계산결과 각 층 사이의 간격이 8.1㎜일 때 궤환손실 특성 및 대역폭과 이득이 최적의 상태임을 알 수 있고, 공진 주파수는 상향링크 1.957 ㎓, 하향링크 2.171 ㎓이고 VSWR 2 : 1에서 20.8 %의 대역폭을 갖는다.

표 1. 적층된 1×4 원형패치 배열 안테나의 설계 파라미터
Table 1. Design parameters of stacked 1×4 circular patch array antenna.

설계 주파수 〔㎓〕	up-link(1.957㎓),down-link(2.171㎓)		
복사패치 반경〔㎜〕	29㎜		
기생패치 반경〔㎜〕	29.5㎜		
안테나전체크기〔㎜〕	가로 540㎜×세로 200㎜		
각층 사이의 간격	8.1㎜		
패치 사이의 간격	0.8 λo		
급전선로	Z〔Ω〕	W'〔㎜〕	$\lambda_g/4$〔㎜〕
	100Ω	2.751	30.8
	70.7Ω	5.46	30.4
	50Ω	9.581	29.9



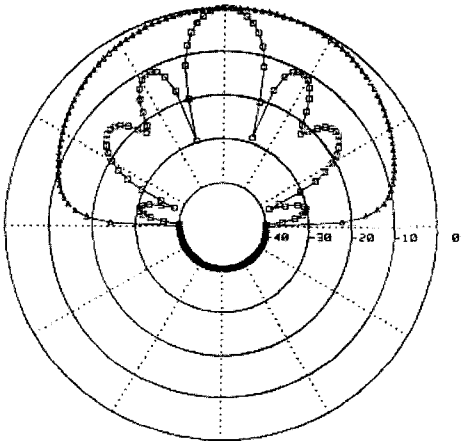
(a) 궤환손실(Return Loss)



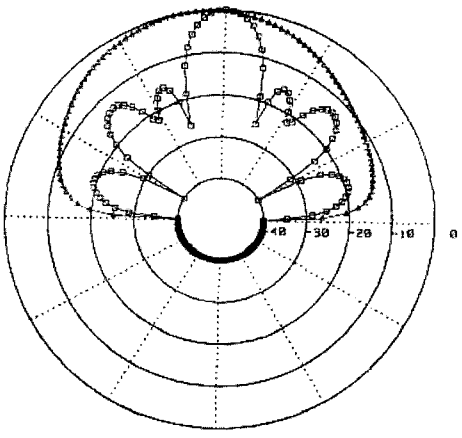
(b) VSWR

그림 4. 적층된 1×4 배열 원형 패치 안테나의 시뮬레이션 결과
(a) 궤환손실 (b) VSWR
Fig. 4. Simulation results of stacked 1×4 array circular patch antenna.
(a) Return Loss (b) VSWR

그림 5는 설계된 안테나의 복사패턴을 나타낸 것으로 -3dB 빔 폭이 상향링크 1.957 GHz 에서 각각 αE 는 82°, αH 는 16°의 빔 폭을, 하향링크 2.171 GHz 에서는 αE 58°, αH 15.2°의 빔 폭을 갖는다. 또한 부엽 레벨은 상향링크 1.957 GHz 에서 -10.8 dB, 하향링크 2.171 GHz 에서 -16.5 dB 이며 주파수에 따른 이득변화는 그림 6에서와 같이 최하 13.68 dB 에서 최고 15.2 dB 의 이득을 나타내었다.



(a) 1.975 GHz 에서의 복사패턴



(b) 2.171 GHz 에서의 복사패턴

그림 5. 적층된 1×4 배열 원형 패치 안테나의 복사패턴 시뮬레이션 결과
: E: ϕ(0°) -□-, E: θ(90°) -△-

Fig. 5. Simulation results of stacked 1×4 array circular patch antenna radiation patterns.

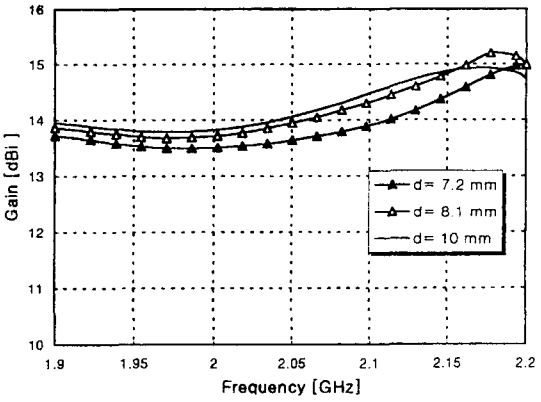


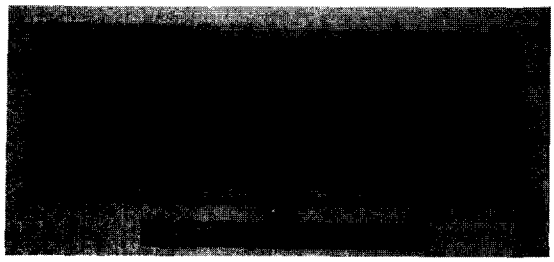
그림 6. 적층된 1×4 배열 원형 패치 안테나의 이득
Fig. 6. Gain of stacked 1×4 array circular patch antenna.

Ⅳ. 안테나의 제작 및 실험

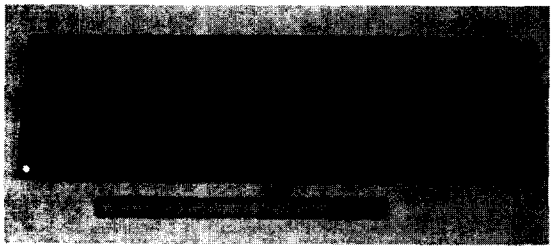
설계된 안테나는 포토 리소그래피 방법을 이용하여 제작하였고 층과 층사이에 삽입된 포움은 접착필름을 이용하여 열과 압력을 가하면서 부착시켰다. 이때 기생패치층과 복사패치층을 정확하게 위치시키기위해 안테나 가장자리에 고정핀을 이용하여 조립한다. 그리고 급전부에서는 N-Type의 커넥터를 납땜해서 부착시키지 않고 고정시켜 결합시키는 방법을 택하여 안테나 특성에 영향을 미치는 요소를 최소화 하였다. 그림 7은 제작된 안테나의 복사패치층과 기생패치층 사진이다.

표 2. 안테나 제작에 사용된 기판 및 커넥터
Table 2. Used laminates and connector.

용 도	모델명	유전율 (ε)	두 께 (h)	손실탄젠트 (δ)
Radiation Patch Parastic Patch	RT-Duroid 5880	2.2	3.175 ㎜	4×10-4
Foam	C-STOCK RH5	1.06	8.1㎜	8×10-4
Connector	N-Type OSM	--	--	3×10-4



(a) 복사패치 층



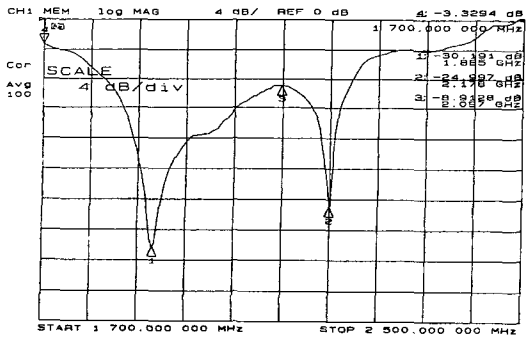
(b) 기생패치층을 조립한 적층안테나

그림 7. 제작된 1×4 배열 원형 패치 안테나

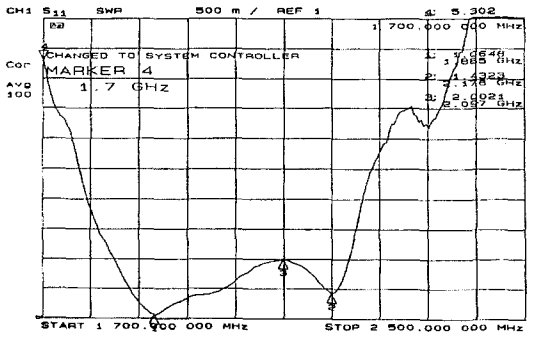
Fig. 7. Manufactured 1×4 array circular patch antenna.

완성된 안테나의 측정은 무반향실에서 이루어졌으며 신호 발생기 (HP / 8672 A : Synthesized signal generator)를 사용하여 회로망 분석기(HP / 8753 C : Network analayzer)로 측정한 각 안테나 공진주파수의 신호를 표준 혼(Horn) 안테나(DBG-520-10)로 송신하고 위치 조정기에 있는 제작된 안테나를 180°회전시켜 가면서 H-평면과 E-평면 패턴을 측정하였다.

그림 8은 제작된 안테나의 궤환손실과 VSWR측정한 것으로 간략하게 그 결과치를 살펴보면 1.885 ㎓에서 -30.191dB, 2.178 ㎓에서는 -24.997dB의 궤환손실을 보였고 VSWR< 2에서 각각 268 ㎒(1.829 ㎓~2.097㎓), 134 ㎒(2.097 ㎓~2.21㎓)로 총 402 ㎒의 대역폭을 갖는 광대역 특성을나타 내었다.



(a) 제작된 안테나의 궤환 손실(Return loss)측정치

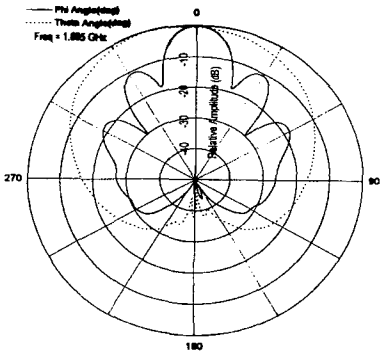


(b) 제작된 안테나의 VSWR 측정치

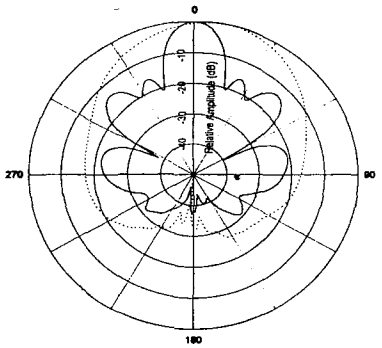
그림 8. 제작된 1×4 배열 안테나의 궤환손실과 VSWR 측정결과

Fig. 8. Measured result of manufactured 1×4 array antenna.

그림 9는 측정한 안테나의 복사패턴을 나타낸 것이고 이로부터 -3dB 빔 폭 및 부엽레벨, 그리고 주파수에 따른 안테나 이득을 시뮬레이션한 값과 실험치들은 그림 11에 비교하여 나타내었다.



(a) 1.885㎓에서의 복사패턴

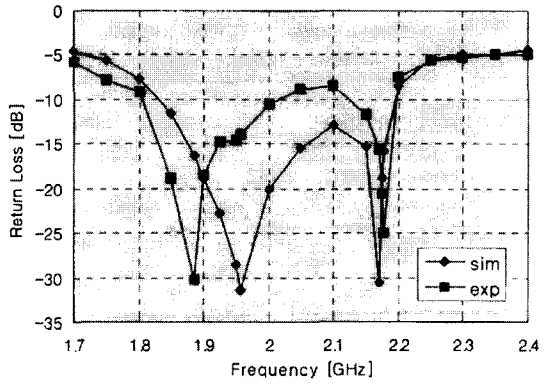


(b) 2.178㎓에서의 복사패턴

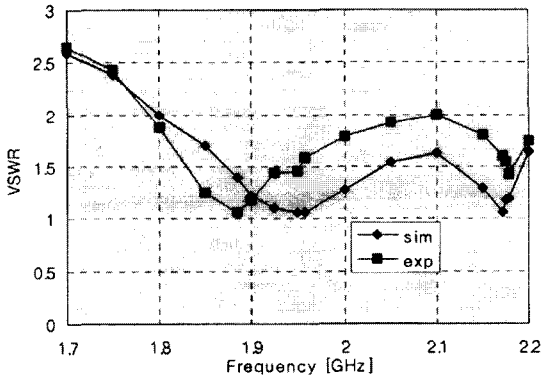
그림 9. 제작된 1×4 배열 안테나의 복사패턴측정결과

Fig. 9. Measured result of manufactured 1×4 array antenna radiation patterns.

그림 10은 안테나의 궤환손실과 VSWR을 실험치와 비교한 것으로 비교적 작은 오차를 갖는 특성을 나타내었다.



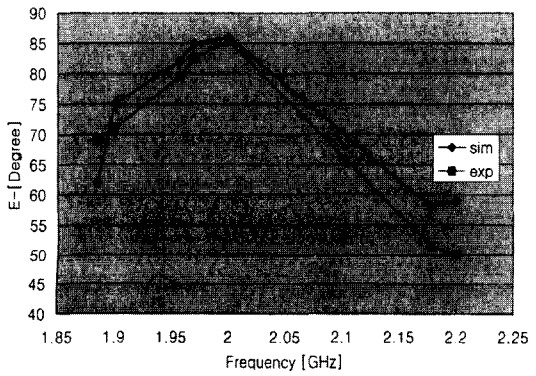
(a) 궤환손실



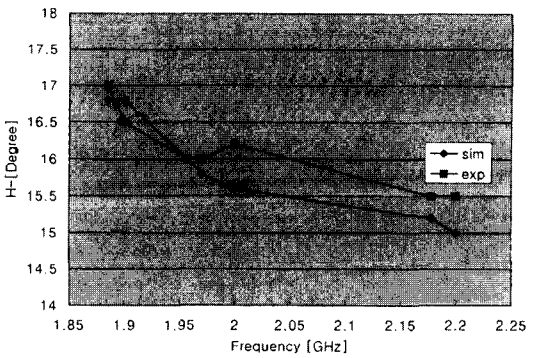
(b) VSWR

그림 10. 안테나의 시뮬레이션 결과와 실험치 비교(궤환손실, VSWR)

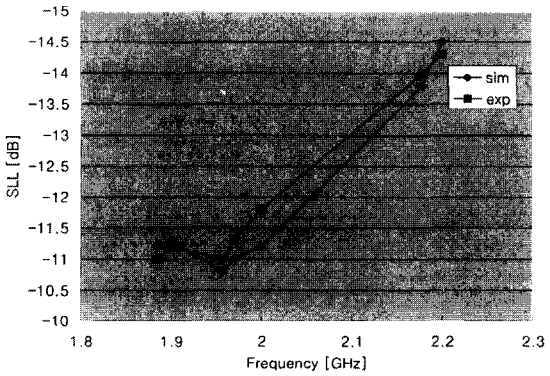
Fig. 10. Simulation and experimental results comparison of antenna:(Return Loss, VSWR.)



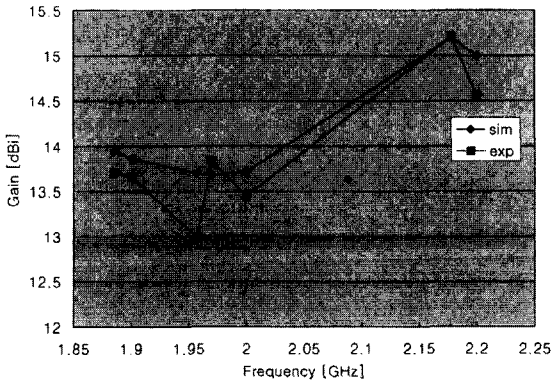
(a) αE-plan : -3dB 빔 폭



(b) αH-plane : -3dB 빔 폭



(c) 부엽 레벨



(d) 주파수에 따른 안테나 이득

그림 11. 안테나의 -3dB 빔 폭 및 부엽레벨, 이득 비교

Fig. 11. Comparison of -3dB beam width, SLL and gain.

V. 결 론

본 논문에서는 차세대 이동통신인 IMT-2000 시스템에서의 기지국 안테나로 응용할 수 있도록 전자기적 결합특성을 갖는 적층된 원형패치 마이크로스트립 안테나를 구현하였다. 이 안테나는 이중공진 및 광대역, 고이득의 특성을 갖는 안테나로서 그 구조와 원리를

살펴보고 이를 공간주파수 영역에서의 모멘트법을 기초로하는 Ensemble 5.1로 설계하여 그 특성을 알아보았으며 이를 바탕으로 1×4 선형배열 적층형 원형패치 안테나를 제작, 측정한 결과 상향링크와 하향링크에서 정확히 이중공진을 하고, 각각의 궤환손실은 -30.191dB, -24.997dB로 아주 양호한 특성을 보여준다. 또한 VSWR 2 : 1이하에서의 대역폭은 상향링크에서 268㎒, 하향링크에서 134㎒로 총 402㎒의 대역폭을 갖는 광대역 특성을 보여 주었다. 안테나 배열을 통한 전체적인 이득은 시스템에서 사용하고자 하는 주파수 전반에 거쳐 약 13.7dBi~15.2dBi의 높은 이득을 나타내고, -3dB 빔 폭은 상향링크에서(1.885㎓) αE 가 17°, αH 는 69°이며 하향링크에서(2.178㎓)는 αE 가 15.5°, αH 는 51.5°로 빔 패턴이 형성됨을 알 수 있었다. 이렇게 본 논문에서 구현한 적층된 원형마이크로스트립 안테나의 전체적인 특성을 통해 IMT-2000 시스템 기지국용 안테나로 응용되리라 생각되며, 향후 이러한 적층구조에 위상 천이기를 이용하여 빔 주사 기능을 자동적으로 변화시킬수 있는 지능형 안테나인 스마트 안테나에 대한 연구와 함께 신소재 개발 및 제작기술과 정확한 수치해석 방법을 통해 보다 향상된 안테나가 제작될 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

[1] 김진대, 한오형. IMT-2000주파수의 국제적 할당 및 조화, 정보통신연구, 11권 4호, 1997

[2] S. A. Long and M. D. Walton, "A dual-frequency stacked circular discantenna," in INT. Symp. Dig. Antennas Propagat., pp. 260-263, 1978.

[3] J. F. Zürcher and F. E. Gardiol, "Broadband Patch Antennas," 1995 Artech House.

[4] K. Güney, "Space-wave efficiency of electrically thic circular microstrip antennas".

[5] 박명주, 남상욱 "Probe로 급전되는 적층형 원형 마이크로스트립 2소자 배열 안테나의 임피던스 및 상호결합특성", 대한전자공학회 논문지, 1993년 11월

[6] Ann N. Tulintseff, Sami M.Ali, "Input Impedance of a Probe-Fed Stacked Circular Microstrip Antenna" IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-39, no3, pp. 381-390, 1991.

[7] K. Araki and T. Itoh, "Hankel transform domain analysis of open circular microstrip radiating structures. "IEEE Trans.Antennas Propagat., vol. AP-29, pp. 84-89, 1981.

[8] K. Araki and H. Ueda, T. Masayuki "Numerical analysis of circular disk microstrip antennas with parastic elements "IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, no. 12 pp. 84-89, 1986.

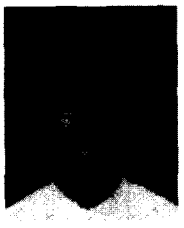
[9] D. M. Pozar. "Microstrip antennas," Proc. IEEE, vol. 80. pp. 79-91, Jan. 1992.

[10] D. M. Porzar and D. H. Schaubert, "Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 32, pp. 602-610, Jun. 1984.

저 자 소 개

金 南 炫(正會員)

1995년 2월 원광대학교 전자공학과 (공학사). 1999년 8월 원광대학교 대학원 전자공학과 (공학석사). 1999년 9월~현재 원광대학교 대학원 전자공학과(박사과정). 1978년~현재 한국통신 네트웍 본부 통신망 운용국 근무. 관심분야는 안테나 및 마이크로웨이브 시스템



盧 光 鉉(正會員)

1995년 2월 원광대학교 전자공학과 (공학사). 1997년 2월: 원광대학교 대학원 전자공학과 (공학석사). 1997년 3월~현재 원광대학교 대학원 전자공학과 (박사과정). 관심분야는 안테나 및 초고주파 회로

姜 英 鎭(正會員) 第 35卷 D編 第 10號 (p106)參照