

무선 LAN AP용 안테나 설계 및 제작

이 권 익* · 김 흥 수**

Design and Fabrication of an Antenna for Access Point of Wireless LAN

Kwoun-Ig Lee* and Heung-Soo Kim**

ABSTRACT

In this paper, the printed dipole array antenna is designed and fabricated for an access point of wireless local area network(2.4-2.5 GHz). After designing a half-wavelength end-fed microstrip patch, this patch is transformed to a center fed dipole antenna. The balun is designed to connect between a microstrip feed line and a radiation element and to obtain sufficient frequency bandwidth. In order to obtain the directivity characteristics and high gain, dipole element is arrayed vertically and attached a conductor reflector. Measuring result, the center frequency is 2.46GHz and the bandwidth is 19.5%. The 3 dB beamwidth of E-plane and H-plane are 24 and 60 degree, respectively.

Key Words : access point, printed dipole array, taper balun

1. 서론

무선 LAN의 규격은 데이터의 정확하고 빠른 전송에 초점을 맞추고 있어 무선 구간에서의 초고속 데이터 전송에는 효율적이다. 현재 구현된 제품을 이용하더라도 가시거리 70m 이내에서는 11Mbps, 150m 정도의 거리에서도 1Mbps 이상의 데이터 전송이 가능하므로 근거리 고속 무선 멀티미디어 서비스에 활용할 수 있다. 또한 시스템 규격이 간단하고 표준 규격

을 채용한 저가의 상용제품 출시가 이루어져 경제적 인 서비스가 가능하다는 장점을 갖고 있다. 이러한 장점들로 인해 이동전화를 이용한 무선 인터넷 서비스가 무선 LAN서비스로 상당부분 대체될 것이라는 의견도 제시되고 있다.

그러나 무선 LAN이 이동전화의 인터넷 서비스를 대체하기 위해서는 몇 가지 해결하여야 하는 문제가 있다. 우선, 무선 LAN 표준 규격은 이동성을 고려하지 않고 설계되어있다는 것이다. 즉, 무선 LAN 표준은 사용자의 인터넷 서비스 이용에 대한 휴대성만을 고려하여 설계되어 이동 환경에서 나타나게 되는 다중경로 페이딩, 음영지역, 셀 설계 등에 문제점을 가지고 있다. 무선 LAN은 옥외용 서비스 용도로 확산할 경우 가장 우선적으로 커버리지 문제가 해결되어

* 제주대학교 대학원

Graduate School, Cheju Nat'l Univ.

** 제주대학교 통신컴퓨터공학부, 첨단기술연구소

Faculty of Telecommunication and Computer Eng., Research
Institute of Advanced Technology, Cheju Nat'l Univ.

야 한다. 무선 LAN의 AP(access point)에서 송신출력을 높이고 수신감도가 좋은 안테나를 사용하여 커버리지를 확대할 수 있다. 하나의 AP가 서비스할 수 있는 셀 반경은 70~100m에 불과하므로 서비스 커버리지를 확장하기 위해서는 많은 수의 AP를 설치해야 하며, 주변 여건에 알맞는 AP용 고이득의 지향성 안테나도 필요하다. 이러한 AP용 시스템에서 적용되는 안테나들은 주변 환경과 조화를 이룰 수 있는 소형, 경량이면서 안정적인 데이터 송수신을 위해 광대역이면서 넓은 커버리지 확보를 위한 고이득의 지향성 특성을 갖도록 개발되어야 한다.

단일 기판을 이용한 마이크로스트립 안테나는 공진 특성 때문에 제한된 대역폭을 갖는다. 대역폭을 증가시킬 수 있는 방법 중에는 다중 소자를 사용하여 대역폭을 개선시키는 방법이 있지만 안테나의 크기가 증가한다는 문제점이 있다. 단일 소자에 대해서는 두꺼운 유전체 기판을 사용하면 넓은 대역폭을 얻을 수 있지만 표면파 증가로 인해 방사 효율이 감소한다는 문제점이 있다. 따라서 낮은 유전상수를 갖는 기판을 사용하면 표면파 방사가 적고 특정 두께에 대해서는 대역폭이 증가한다. 이러한 낮은 유전상수 기판으로 유효 유전 상수가 1에 가까운 기판을 사용하여 15~20%의 비대역폭을 갖는 다양한 인쇄형 소자와 배열이 연구되었다[1-3]. 비 대역폭이 37%인 매우 넓은 대역폭을 갖는 다이폴도 연구되었다[4]. 유효 유전상수가 낮고 두꺼운 기판은 표면파 방사를 최소화시킬 수 있지만 마이크로스트립 회로와 수직 급전점에서의 기생 방사가 발생하는 문제점이 있다. 이러한 회로의 방사 손실을 줄일 수 있는 여러 가지 방법들 중에 전자기적 결합 다이폴, 개구결합 마이크로스트립 소자 등이 있다[5-7].

본 논문에서는 무선 LAN(2.4-2.5GHz)의 AP용 인쇄형 다이폴 배열 안테나를 설계하고 제작한다. 우선 반파장 종단 급전 구형 마이크로스트립 패치를 설계하여 중심 급전 인쇄형 다이폴로 변환한다. 불평형 동축 커넥터와 평형 이선형 급전(twin-lead) 회로 사이의 임피던스 변환과 충분한 광대역 특성을 얻기 위해 급전선로와 방사 소자 사이에 점진적으로 전이되는 발룬을 설계한다. 고이득 및 지향성 특성을 얻기 위해 수직 적층 배열 구조를 적용하고 전면 지향성

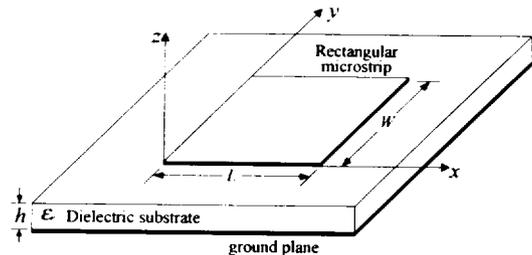
이득을 좀 더 향상시키기 위해 반사판을 부착한다. 설계 및 제작된 안테나에 대한 반사 손실 특성과 복사 특성을 비교, 분석한다.

II. 인쇄형 다이폴 소자

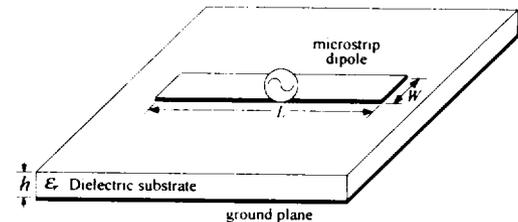
구형 마이크로스트립 안테나들은 패치의 길이 대 폭 비율에 따라 두 개의 범주로 분류할 수 있다. 폭이 넓은 구형 안테나를 마이크로스트립 패치라 하고, 마이크로스트립의 폭이 자유공간 파장의 5%보다 작은 경우는 마이크로스트립 다이폴이라고 한다.

2.1. 종단 급전 구형 마이크로스트립 패치

본래 표면 전류 모델은 구형 패치와 등각 형태의 안테나 해석을 위해 개발되었으며, 4소자 배열 안테나의 입력 임피던스를 예측하고 선형 격자 마이크로스트립 안테나의 방사 패턴을 계산하는데 사용되었다[8]. 또한 이 모델은 인쇄형 다이폴의 해석에도 쉽게 적용할 수 있다.



(a) End-fed microstrip patch.



(b) Center-fed printed dipole.

Fig. 1. A printed radiating element.

우선 Fig. 1(a)와 같은 반파장 종단 급전 마이크로 스트립 패치의 표면 전류 밀도 분포는 다음식과 같이 주어진다.

$$\vec{J}(x, y) = \begin{cases} \frac{V_0}{Z_0 W} \sin(\beta x) \hat{x}, & 0 < x < L, 0 < y < W \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

여기서 V_0 는 $x=0$ 에서 인가된 전압. L 은 소자의 길이이고 전파 상수 β 는

$$\beta = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\lambda_0} \quad (2)$$

이고,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + \frac{10h}{W}}} \quad (3)$$

이다.

또한 Z_0 는 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스로 다음과 같다.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{if } W < h \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{W}{h} + 2.42 - 0.44\frac{h}{W}\right) & \text{if } W > h \end{cases} \quad (4)$$

기판에 대한 적절한 Green 함수를 적용하여 구한 전류로부터 방사 전력 P_R 을 다음과 같이 구할 수 있다[8.10].

$$P_R = \frac{V_0^2}{Z_0^2} \frac{60\epsilon_{eff}}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} F(\theta, \phi) d\theta d\phi \quad (5)$$

여기서

$$F(\theta, \phi) = \frac{\cos^2 \theta \sin \theta \cos \phi}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{\sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{\epsilon_{eff}} \sin \theta \sin \frac{\phi}{2} \right)}{(\sin^2 \theta \cos^2 \theta - \epsilon_{eff})^2} \frac{\cos^2 \theta \sin \theta \sin^2 \phi}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) \cot^2(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) + \cos^2 \theta} \\ + \frac{\cos^2 \theta \sin \theta \sin^2 \phi}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) + \epsilon_r^2 \cos^2 \theta \cot^2(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})} \quad (6)$$

이다.

마이크로스트립 패치의 공진 방사 저항 R_r 은 다

음 식에 의해 구할 수 있다.

$$R_r = \frac{V_0^2}{2P_R} = \frac{Z_0^2}{2P_N} \quad (7)$$

여기서 $I_0 = V_0/Z_0$ 이고, P_N 은 1[A]의 전류에 의해 방사되는 정규화된 전력이다.

마이크로스트립 패치의 대역폭을 계산하기 위해 패치의 입력 어드미턴스의 허수 부분을 추가한다.

$$B = \frac{1}{Z_0} \tan(\beta L) \quad (8)$$

여기서

$$\tan(\beta L) \approx \pi \frac{\Delta f}{f} \quad (9)$$

이고, 어드미턴스의 실수 부분은 $G_r = 1/R_r$ 이다. 그러므로 전체 입력 어드미턴스는

$$Y_{in} = G_r + jB \quad (10)$$

이고, 주파수 f 의 함수로서 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$Y_{in} \approx G_r \left(1 + 2jQ \frac{\Delta f}{f} \right) \quad (11)$$

여기서

$$Q = \frac{\pi}{2G_r Z_0} \quad (12)$$

이고, 안테나의 고유 대역폭 $BW = 1/Q$ 이다.

VSWR값에 대한 대역폭은 다음과 같다.

$$BW_{VSWR} = \frac{VSWR - 1}{\sqrt{VSWR}} BW \quad (13)$$

여기서 VSWR=2로 주어지면

$$BW_{VSWR=2} = \frac{BW}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}P_N}{\pi Z_0} \quad (14)$$

가 되어 대역폭을 결정할 수 있다.

식(14)를 사용하여 마이크로스트립 패치의 폭 W 와 기판의 높이 h 변화에 따른 대역폭을 계산하여 마이크로스트립 다이폴의 설계 파라미터를 산출한다.

Fig. 2에서 $W/\lambda_0 = 0.04$ 일 때 h/λ_0 가 0.1에서 0.2

까지 변화할 때 대역폭 범위는 5%에서 12%변하고, $W/\lambda_0 = 0.06$ 인 경우 대역폭 변화 범위는 6%에서 15%이다.

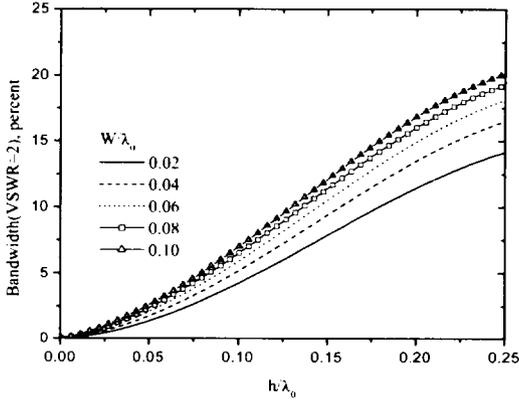


Fig. 2. Computed bandwidth of a rectangular patch when VSWR is 2 ($\epsilon_{eff} = 1.1$).

2.2. 중앙 급전 마이크로스트립 다이폴

Fig. 1(a)와 같은 구형 패치에서 소자의 길이가 L 이고 폭이 좁은 종단 급전 마이크로스트립 다이폴을 고려한다. 종단 급전 마이크로스트립 다이폴은 방사 전력과 축적 에너지 사이의 비와 대역폭은 종단 급전 구형 패치와 동일하며, 방사 저항은 병렬 RLC 회로로 동작한다. Fig. 1(b)와 같은 중앙 급전 다이폴인 경우는 직렬 RLC 회로로 동작한다. 종단 급전과 중앙 급전 마이크로스트립 다이폴의 방사 저항은 임피던스 변환에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$R_r(\text{center-fed}) \times R_r(\text{end-fed}) = Z_0 \quad (15)$$

Fig. 3은 h/λ_0 의 변화에 따른 종단 급전과 중앙 급전 마이크로스트립 다이폴의 방사 저항을 보여 주고 있다. 그림에서 종단 급전 다이폴의 방사 저항은 폭과 높이에 대해서 종속적이다. 그러나 중앙 급전 다이폴은 폭에 대해서는 거의 영향을 받지 않는다.

본 논문에서는 이와 같이 대역폭과 방사 저항 등을 고려하여 중앙 급전 마이크로스트립 다이폴 안테나의 설계 파라미터를 Table 1에 나타내었다.

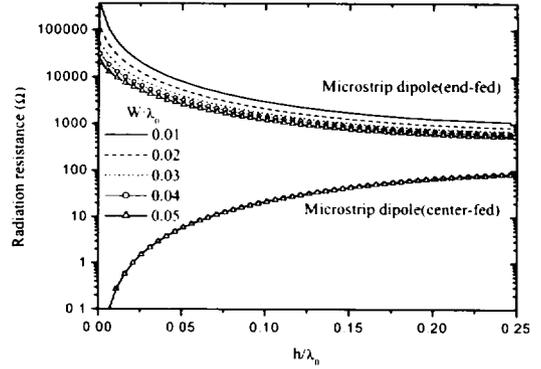


Fig. 3. Computed radiation resistance of a half wavelength microstrip dipole antenna ($\epsilon_{eff} = 1.1$).

Table 1. Design data of the center-fed microstrip dipole antenna.

Effective dielectric constant (ϵ_{eff})	width (W)	element length (L)
1.1	5mm	51mm

III. 양면 인쇄형 다이폴 소자의 급전 회로 구현

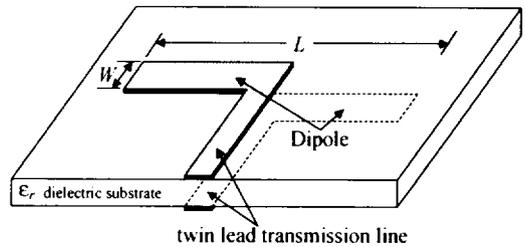


Fig. 4. A feeding network of a double-sided printed dipole element.

Fig. 4는 양면 인쇄형 다이폴 소자의 급전 회로를 나타내었다. 급전 회로는 기판의 각면에 두 개의 스트립으로 구성되었고 각각의 스트립 선로는 다이폴과 수직이다.

불평형 동축 커넥터를 평행 이선 회로로 변환하기 위해 발룬을 사용한다. Fig. 5에 보인 것처럼 테이퍼

(taper) 발룬은 불평형 100Ω 마이크로스트립 선로의 중앙에 50Ω 동축선을 연결하고 그 다음에 평형 이선으로 마이크로스트립 선로의 점진적인 전이를 만들어서 구현한다. 또한 부드러운 전이는 충분한 임피던스 대역폭을 제공한다. 본 논문에서는 안테나의 크기와 수직 적층 배열에 따른 배열 간격을 고려하여 발룬의 길이 L_b 를 22mm 정도로 설계하였다.

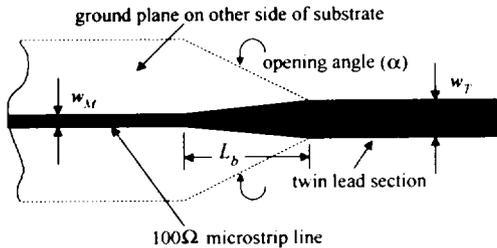


Fig. 5. Taper balun between a micro-strip line and a twin-lead line.

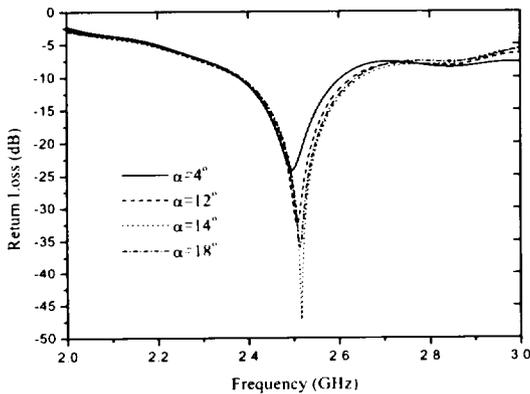


Fig. 6. Return loss of the printed dipole antenna by changing the opening angle of ground plane.

Table 2. Design data of the feeding network

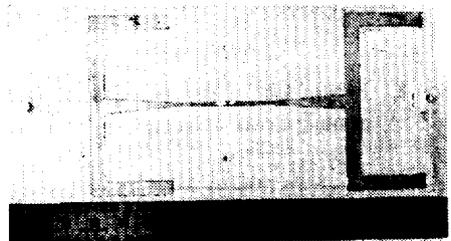
microstrip width (W_M)	twin lead width (W_T)	taper balun	
		opening angle of ground plane(α)	length (L_b)
1.2mm	5mm	14°	22mm

Fig. 5에서 접지면 발룬의 개방각 α 에 따른 반사손

실 특성을 Fig. 6에 나타내었다. 그림으로부터 접지면 개방각이 14도에서 최적의 임피던스 정합과 좀 더 넓은 대역폭 특성을 확인할 수 있었다. 마이크로스트립 선로 및 평형 이선 선로와 테이퍼 발룬의 설계 파라미터를 Table 2에 나타내었다.

IV. 설계 및 측정 결과

Table 1과 2의 다이폴 소자와 테이퍼 발룬의 설계 재원으로부터 제작한 4 소자 배열 인쇄형 다이폴 안테나의 실제 제작도를 Fig. 7에 나타내었다. 양면 인쇄형 다이폴 소자로 사용된 기판은 비유전율이 2.6이고 두께가 1.6mm이다. 각 면을 발룬과 방사 소자로 구성하고 특히 후면에는 도체 반사판을 부착하였다. 각 면에 인쇄된 다이폴 소자의 길이는 $\lambda_0/4$ 정도이다. 급전은 동축 케이블을 사용하였고 원하는 빔폭과 이득을 얻기 위해 인쇄형 다이폴은 수직 적층 배열로 제작하였다.



(a) Top view



(b) Bottom view

Fig. 7. Four element array printed dipole antenna.

Fig. 8에 4소자 배열 인쇄형 다이폴 안테나의 반사손실에 대한 측정값과 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 시뮬레이션 결과 중심주파수는 2.524GHz. 반사손실

은 -46.3dB이고, 제작된 안테나의 중심주파수는 2.53 GHz. 반사손실은 -57.6dB이다. 제작된 안테나의 주파수 대역폭은 460MHz로 비대역폭이 18.2%이다. 그리고 제작된 안테나의 이득은 중심주파수에서 전후방 모두 7.8dBi이고 E-면과 H-면의 3dB 빔폭은 각각 36°와 80°이다.

다음은 전면의 지향성 이득을 향상시키기 위해 안테나의 후면에 반사판을 부착하여 Fig. 7처럼 제작하였다. 이때 반사판은 폭 8mm, 길이 150mm인 얇은 도체가 사용되었다.

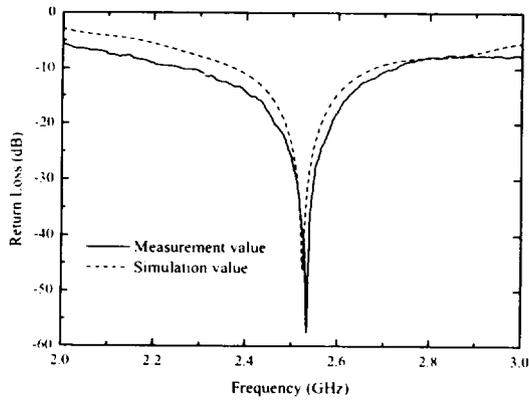


Fig. 8. Return loss of the four element array printed dipole antenna.

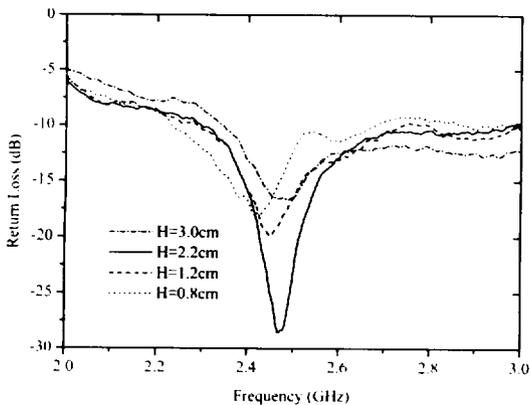
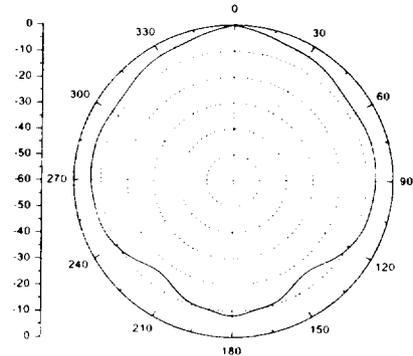


Fig. 9. Return loss of the fabricated four element array printed dipole antenna with a reflector.

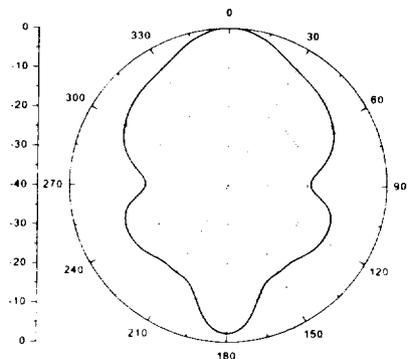
사이의 간격 H 에 따른 반사 손실 특성을 나타내었다. 간격이 3.0, 1.2, 0.8cm인 경우 충분한 대역폭은 얻었지만 중심주파수에서 반사 손실이 최대 -20dB정도이다. 간격이 2.2cm인 경우의 대역폭은 2.29에서 2.77 GHz로 비대역폭은 19.5%이고 중심주파수에서 반사 손실은 -28dB이다.

반사판이 부착된 안테나의 최대 지향 방향에 대한 이득은 8.9dBi이다. Fig. 10과 11는 반사판이 부착된 안테나의 방사 패턴과 주파수에 따른 이득 변화를 나타내었다.

Fig. 10과 11에서 E-면과 H-면의 3dB 빔폭은 각각 24°와 60°이고 주파수가 2.4에서 2.5GHz까지 변화할 때 안테나 이득은 8.7에서 9.1dBi로 원하는 주파수 범위 내에서 양호한 이득을 확인할 수 있었다.



(a) H-plane



(b) E-plane

Fig. 10. Radiation pattern of the four element array printed dipole antenna.

Fig. 9는 반사판을 부착하였을 때의 반사판과 기판

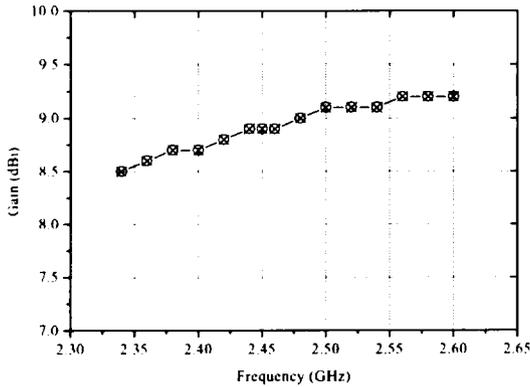


Fig. 11. Gain of the four element array printed dipole antenna with a reflector as a function of frequency.

V. 결론

본 논문에서는 무선 LAN(2.4-2.5GHz)의 AP용 인쇄형 다이폴 배열 안테나를 설계하고 제작하였다. 마이크로스트립 급전 선로와 방사 소자사이의 변환과 충분한 대역폭을 얻기 위해 점진적으로 전이되는 발룬을 설계하였다. 고이득 및 지향성 특성을 얻기 위해 수직 적층 배열 구조를 적용하고 전면의 지향성 이득을 좀 더 향상시키기 위해 반사판을 부착하였다. 시뮬레이션 과 측정을 통해 안테나의 반사 손실 특성 및 복사 특성과 이득 등을 고찰하였다.

제작된 4 소자 배열 인쇄형 다이폴 안테나의 주파수 대역폭은 무반사판 안테나인 경우 18.2%이고 반사판이 부착된 안테나는 2.29-2.77GHz(19.5%)이다. 그리고 이득은 중심주파수에서 무반사판 안테나는 7.8 dBi이고 반사판이 부착된 경우는 8.9dBi이다. 특히 반사판이 부착된 안테나는 2.4-2.5GHz 주파수 범위에서 이득 변화가 8.7-9.1dBi이다. 안테나의 E-면과 H-면의 3dB 빔폭은 각각 24° 와 60° 정도이다. 따라서 본 논문에서 제작한 4 소자 배열 인쇄형 다이폴 안테나는 2.4-2.485GHz의 무선 LAN 주파수 범위에서 VSWR<1.38이고 이득이 8dBi이상으로 2.4GHz 무선 LAN의 AP용 안테나 제원을 만족시키고 있다.

참고문헌

- 1) A.G. Derneryd and I. Karlsson. 1981. Broadband microstrip element and array. IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-29, No.1, pp.140-141.
- 2) E. Chang, S.A. Long and W.F. Richards. 1986. An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas. IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-34, No 6, pp.767-772.
- 3) E. Levine, S. Shtrikman and D. Treves. 1988. Double-sided printed arrays with large bandwidth. Proc. Inst. Elect. Microwave-Opt. Antennas, pp.54-59.
- 4) M.C. Bailey. 1984. Broad-band half-wave dipole. IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-32, No.4, pp.410-412.
- 5) H.G. Oltman and D.A. Huebner. 1981. Electromagnetically coupled microstrip dipoles. IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-29, No.1, pp.151-157.
- 6) G.J. Stern and R.S. Elliott. 1981. The design of microstrip dipole arrays including mutual coupling. Part II : Experiment. IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-29, No 5, pp.761-765.
- 7) P.L. Sullivan and D.H. Schaubert. 1986. Analysis of an aperture coupled microstrip antenna. IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-34, No 8, pp.977-984.
- 8) P. Bhartia, K.V.S. Rao and R.S. Tomar. 1991. Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas. Artech House, p.22.
- 9) P. Perlmutter, S. Shtrikman and D. Treves. 1985. Electric surface current model for the analysis of microstrip with application to rectangular elements. IEEE Trans. on Antennas Propagat., AP-33, No 3, pp.301-311.
- 10) A. Ashkenazy, P. Perlmutter and D. Treves. 1983. A modular approach for the design of microstrip arrays. IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-31, pp.190-193.