

論文 2001-38TC-4-4

H모양 개구면에 스트립 급전된 광대역 및 고이득 패치 안테나

(The Wide-band and High-gain Strip Patch Antenna coupled with a H-shaped Aperture)

申昊燮*, 金男*

(Ho-Sub Shin and Nam Kim)

요약

광대역과 고이득과 낮은 교차 편파 레벨을 가지는 H자 모양의 개구면을 가진 스트립 급전된 패치 안테나를 설계 및 제작하고 정재파비, 스미스차트 임피던스 특성, 동일/교차 편파 방사패턴, 이득 등을 측정하였다. 본 안테나의 측정된 대역폭(VSWR<2.0)은 47.1 %이다. 또한 후방방사를 줄이고 이득을 높이기 위해 반사판을 사용하였을 때 교차 편파 레벨은 E-plane에서 -18.2 dB이하이고 H-plane에서 -25.7 dB이하이다. 그리고 최대 이득은 2.05 GHz의 주파수에서 10.4 dBi이며, 3 dB gain 대역폭은 중심주파수 2.17 GHz에서 24 %의 광대역폭을 가짐을 알 수 있었다. 본 안테나는 광대역을 필요로 하는 이동통신, 무선 LAN, RF 통신시스템 등에 사용될 수 있다.

Abstract

The design, fabrication, and an experimental implementation of the strip patch antenna coupled with a H-shaped aperture are presented in this paper. The proposed antenna has the wide bandwidth, high gain, and low cross-polarization levels. We measured the VSWR, smith chart impedance characteristic, co/cross polarization pattern, gain, and so on. The measured bandwidth of this antenna is 47.1 %. To reduce the back lobe and increase the gain, when the reflector is used, cross polarization level is below -18.2dB at E-plane and below -25.7 dB at H-plane. The maximum gain at 2.05 GHz is also 10.4 dBi and the 3 dB gain bandwidth with center frequency at 2.17 GHz is 24 %, which is the wide bandwidth. This antenna can find applications in mobile communication, wireless LAN, RF communication system, and so on.

I. 서론

마이크로스트립 안테나는 소형, 경량이고 필요에 따라 여러 가지 유형으로 제작이 용이하므로 최근에 와서 인기있는 연구개발 주제가 되어왔다. 그러나 주파수 대역폭이 작기 때문에 실제로 적용할 때 많은 제한을 받는다^[1]. 이러한 단점을 극복하기 위해서 기판의 두께

를 증가시키는 방법, 대수 주기 배열 방법, 동일 평면상에 여러개의 패치를 중복적으로 겹치는 방법, 기생소자가 용량성 결합으로 부가된 안테나를 사용하는 방법, 개구 결합 적층 마이크로스트립 패치 안테나를 이용하는 방법 등 다양한 방법이 연구되고 있으며^[2], 최근에는 패치를 접지면 위에 떠있게 하고 비전도 핀으로 지탱하게 하는 방법^[3]도 연구되고 있다. 이중 개구 결합 마이크로스트립 패치 안테나는 1985년 Pozar에 의해 제안^[4]되어온 이래 임피던스 대역폭을 상당히 넓힐 수 있고 공통 접지판을 사용함으로써 스퓨리어스 급전 방식을 안테나 소자로부터 격리시킬 수 있고 급전 회로 망에 더 많은 공간을 제공하기 때문에 다른 회로 성분

* 正會員, 충북대학교 정보통신공학과

(Dept. of Computer & Communication Eng., Chungbuk Natl Univ.)

接受日字:2000年11月15日, 수정완료일:2001年3月6日

들을 독립적으로 설계가 가능하고 패치와 개구면의 모양을 변경하여 임피던스 대역폭과 커플링을 자유자재로 조절할 수 있는 등 많은 장점을 가지므로 전세계에서 수많은 연구가 이루어져 왔다^[5-9]. 그러나 지금까지 연구되어온 개구 결합 마이크로스트립 단일 패치 안테나의 주파수 대역폭(VSWR<2.0)은 45 % 미만이므로 좀 더 대역폭 성능을 개선시켜야 할 여지가 남아있다.

이에 본 논문에서는 광대역 특성을 갖는 직사각형의 개구면을 갖는 개구 결합 단일층 스트립 패치 안테나와 보다 광대역 특성을 갖게 하기 위하여 H자 형태의 개구면을 갖는 개구 결합 단일층 스트립 패치 안테나를 시뮬레이션하여 주파수 영역에서의 전압 정재파비, 입력 임피던스 등의 특성을 계산하여 설계한 다음, 실제로 안테나를 제작한 다음 측정하여 그 결과를 검증하였다.

II. 마이크로스트립 패치 안테나의 설계 이론

개구 결합 마이크로스트립 패치 안테나를 최적화하기 전에 먼저 가장 간단한 구조인 단일층 마이크로스트립 패치 안테나를 최적화한다.

공진주파수 f_r , 유전체 기판의 유전율 ϵ_r 과 기판의 두께 h 을 정한 다음 마이크로스트립 패치 안테나의 각 설계 변수는 다음과 같이 개략적으로 구할 수 있다.

먼저 마이크로스트립 패치 안테나의 폭 W 는 다음과 같이 구해질 수 있다^[10].

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1)$$

마이크로스트립 패치 안테나의 실효유전율은 다음과 같다.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} \quad (2)$$

마이크로스트립 패치 안테나의 실제 길이(L)는 fringing 효과로 인해 전기적인 길이(L_{eff})보다 짧아진다. 그 차이를 ΔL 이라 할 때^[11]

$$\Delta L = h(0.412) \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (3)$$

따라서, 패치의 실제 길이는 다음과 같다.

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L \quad (4)$$

여기서, $\lambda = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}$ 이다.

이와 같은 과정을 거쳐 결정되어진 단일층 마이크로스트립 안테나의 설계변수인 W, L 을 근간으로 해서 개구 결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 설계변수를 최적화시킨다.

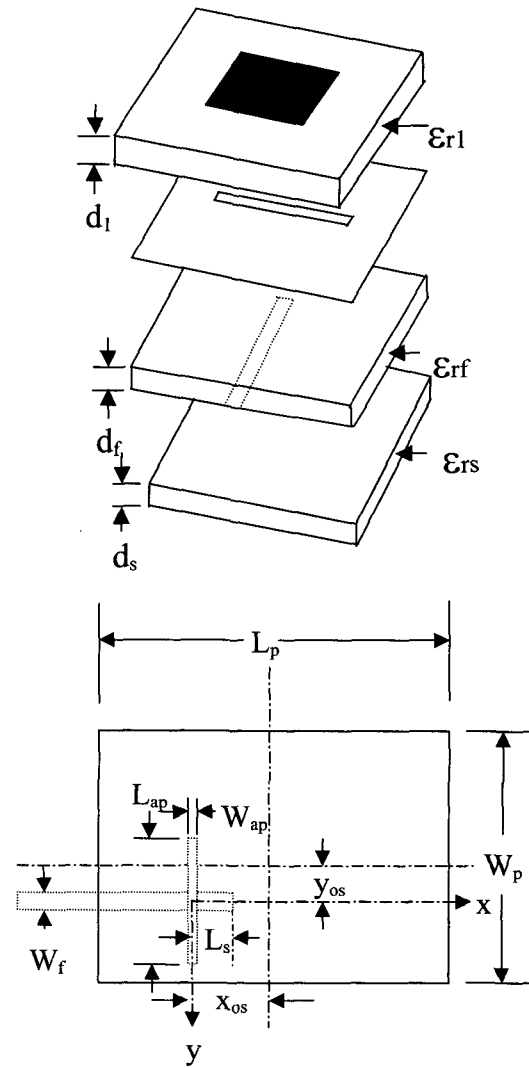


그림 1. 직사각형 형태의 개구면을 갖는 개구결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 구조

Fig. 1. Geometry of the aperture coupled microstrip patch antenna with a rectangular-shaped aperture.

그림 1에서 안테나의 특성은 패치의 길이 L_p 와 폭 W_p , 개구면의 길이 L_{ap} 와 폭 W_{ap} , 각 층의 두께(d_1, d_2)와 유전율($\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$, 스테르브의 길이 L_s , 방사패치에 대한 개구면의 상대적인 위치(X_{os}, Y_{os}) 등에 의해서 결정되고, 이들 설계 변수의 변화에 따라 공진 주파수, 대역폭, 커플링 크기, 임피던스 등이 달라지므로 이들 설계 변수들을 안테나를 최적화시키는 데 이용할 수 있다^[4,12,13]. 일반적으로 안테나의 기판의 유전율이 낮을수록 임피던스 대역폭이 넓어지고 표면파 손실을 줄일 수 있다. 공진주파수를 주로 결정하는 설계변수는 패치의 길이이며, 패치의 폭이 넓을수록 낮은 저항값을 가진다. 급전 선로 기판의 두께 d_f 는 일반적으로 0.01~0.1 λ 을 사용하는 것이 좋다. 개구면의 길이 L_{ap} 와 폭 W_{ap} 은 급전 선로에서 개구면에 결합되어지는 커플링의 크기를 결정하는 설계 변수이다. 개구면의 중앙으로부터 개방 스테르브의 길이 L_s 는 대개 0.25 λ_g 인데 개방 스테르브의 끝단에서 fringing field로 인해 0.4 d_f 의 길이 확장을 고려하는 것이 좋다^[14].

$$L_s \frac{\lambda_g}{4} + 0.4d_f \tag{5}$$

그리고 스테르브 길이 L_s 가 결정되면 개구면을 기준으로 하고 마이크로스트립 급전 선로를 바라본 입력 임피던스는 다음과 같다^[14].

$$Z_{in} = Z - jZ_c \cot \beta L_s \tag{6}$$

따라서 스테르브 길이 L_s 는 주로 입력 임피던스의 허수부를 조절하는데 이용될 수 있음을 알 수 있다.

이렇게 해서 결정된 설계 변수들을 기반으로 해서 직사각형 개구면을 갖는 개구 결합 급전 스트립 패치 안테나를 설계한 다음 최종적으로 H 모양의 개구면을 갖는 개구 결합 급전 스트립 패치 안테나를 설계한다.

III. 안테나의 설계, 제작 및 측정

1. 직사각형 개구면을 가지는 마이크로스트립 급전형 개구 결합 패치 안테나

그림 1은 직사각형 형태의 개구면을 갖는 개구 결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 구조이다. 비유전율 2.17, 두께 1.524 mm(60 mil = 0.0104 λ)인 유전체 기판의 밑면에 마이크로스트립으로 50 Ω 급전선을 위

치시키고 윗면에 직사각형 모양의 결합 개구를 두었으며 결합 개구위에 폼(foam)을 두었고 폼위에 직사각형 모양의 패치를 놓고 시뮬레이션하였다.

그림 2는 폼의 두께(d_1)의 변화에 따른 입력 임피던스의 궤적을 보여준다. 폼의 두께가 두꺼워짐에 따라 커플링 반경이 줄어들고 완전 정합에 가까워짐을 보여준다. 특히 폼의 두께가 15mm일 때 스미스 차트의 중심에서 가장 가깝게 원을 그리면서 입력 임피던스의 궤적을 형성하므로 가장 임피던스 정합상태가 좋을 수 있다.

그림 3은 개구면 길이(L_{ap})의 변화에 따른 입력 임피던스의 궤적을 보여준다. 개구면 길이가 변함에 따라 리액턴스 성분보다는 저항 성분이 많이 변함을 알 수 있다. 또한 개구면 길이가 커짐에 따라 커플링 반경이 커짐을 알 수 있다. 개구면 길이가 49.0 mm일 때 스미스 차트의 중심에서 가장 가깝게 원을 그리면서 입력 임피던스의 궤적을 형성하므로 가장 임피던스 정합상태가 좋을 수 있다.

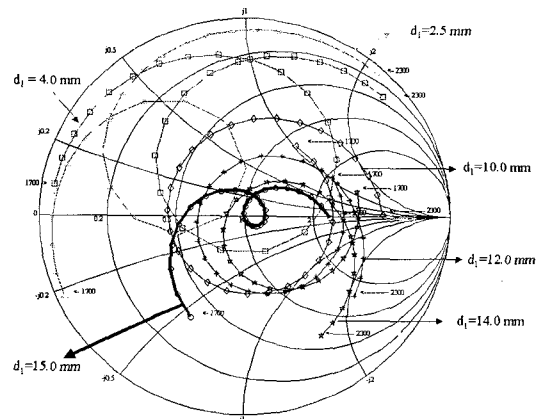


그림 2. 폼의 두께(d_1)의 변화에 따른 입력 임피던스의 궤적 (계산값)

Fig. 2. Impedance locus as a function of foam thickness.: $L_{ap} = 49.0$ mm, $W_{ap} = 0.5$ mm, $L_{ap} = 9.77$ mm, $W_f = 4.74$ mm, Patches : $L_p = 53.0$ mm, $W_p = 65$ mm, Dielectric layers : $\epsilon_{r1} = 2.17$, $d_f = 1.524$ mm, $\epsilon_{r2} = 1.07$, $d_1 = 15$ mm.

그림 4는 스테르브 길이(L_s)의 변화에 따른 입력 임피던스의 궤적을 보여준다. 다른 설계 변수와 달리 스테르브의 길이가 증가함에 따라 식 (6)에서 볼 수 있듯이 저항 성분보다는 리액턴스 성분이 많이 변함을 알 수

있다. 이는 개구 결합 안테나의 임피던스 정합에서 스테르브의 길이가 매우 중요한 설계 변수가 됨을 알 수 있다. 또한 스테르브의 길이가 증가할 수록 $r=1$ 인 저항 원을 따라 시계방향으로 회전을 하게 되고 스테르브의 길이가 9.0 mm였을 때 임피던스 곡선이 스미스 차트상의 실수축과 교차하였다. 따라서 스테르브의 길이를 9.0 mm로 설계하였을 때 가장 임피던스 특성이 좋음을 알 수 있다.

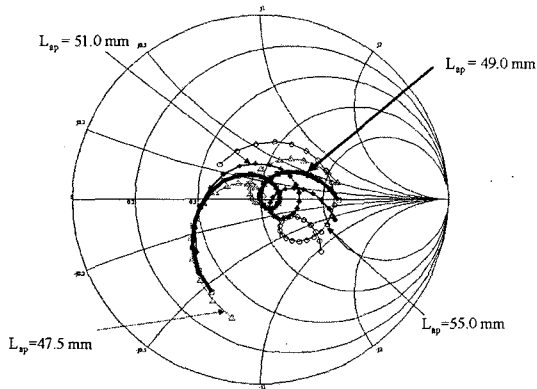


그림 3. 개구면 길이의 변화에 따른 입력 임피던스의 궤적 (계산값)

Fig. 3. Impedance locus as a function of aperture length : $W_{ap} = 0.5$ mm, $L_{ap} = 9.77$ mm, $W_f = 4.74$ mm, Patches : $L_p = 53.0$ mm, $W_p = 65$ mm, Dielectric layers : $\epsilon_{rf} = 2.17$, $d_f = 1.524$ mm, $\epsilon_{r1} = 1.07$, $d_1 = 15$ mm.

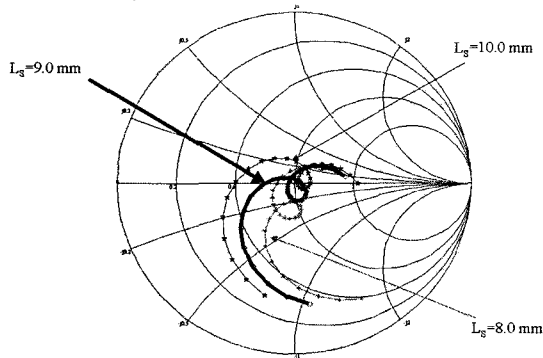


그림 4. 스테르브 길이의 변화에 따른 입력 임피던스의 궤적 (계산값)

Fig. 4. Impedance locus as a function of patch width. Other parameters: $L_{ap} = 49.0$ mm, $W_{ap} = 0.3$ mm, $L_s = 9.77$ mm, $W_f = 4.74$ mm, Patches : $L_p = 52$ mm, $W_p = 63$ mm, Dielectric layers : $\epsilon_{rf} = 2.17$, $d_f = 1.524$ mm, $\epsilon_{r1} = 1.07$, $d_1 = 15$ mm

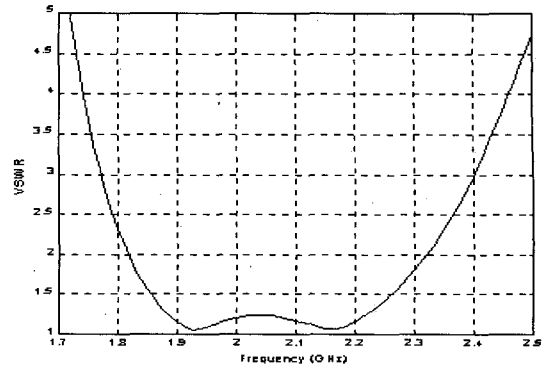


그림 5. 직사각형 모양의 개구면을 가지는 개구 결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 최적화된 정재파비값 (계산값). $L_s=9.0$ mm이고 다른 설계 변수는 그림 4와 같다.

Fig. 5. Optimized and calculated VSWR of the aperture coupled microstrip antenna with a rectangular-shaped aperture. $L_s=9.0$ mm and other design parameters are the same as Fig. 4.

그림 5는 직사각형 개구면을 가지는 개구 결합 마이크로스트립 패치 안테나의 최적화된 정재파비값을 보여준다. 이 안테나의 VSWR값이 2.0이하에서 계산된 대역폭은 24.2 % (1.82~2.32 GHz)이고 VSWR값이 1.5이하에서 계산된 대역폭은 18.5 % (1.86~2.24 GHz)이다. 이는 IMT-2000대역(1.885~2.2 GHz)은 포함하지만 PCS대역(1.75~1.87 GHz)은 포함하지 못한다.

2. 직사각형 개구면을 가지는 스트립 급전형 개구 결합 패치 안테나

그림 6은 직사각형 형태의 개구면을 갖는 개구 결합 급전 스트립 패치 안테나의 구조를 보여준다. 앞절에서의 개구 결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 구조에서 한방향 복사특성을 갖게 하기 위해 반사판을 밀면에 폼을 두고 부착시켰다. 기판의 재질은 개구 결합 급전 마이크로스트립 패치 안테나의 재질과 동일하다.

그림 7은 스트립 기판 두께 d_s 의 변화에 따른 임피던스 궤적을 보여준다. 기판 두께가 두꺼워짐에 따라 용량성 성분보다 유도성 성분이 증가하는 것을 볼 수 있으며, 궤적이 시계방향으로 회전하는 것을 볼 수 있다. 또한 임피던스의 저항 성분뿐만 아니라 리액턴스 성분도 많이 변하는 것을 알 수 있다. 스트립 기판 두께가 4.0 mm일 때 최적의 임피던스 정합상태를 보였다.

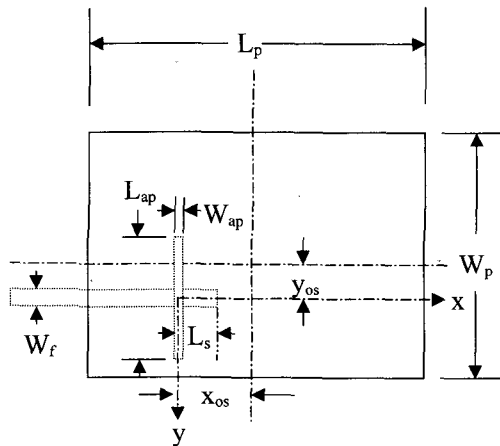
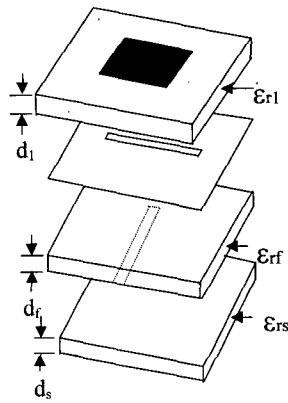


그림 6. 직사각형 모양의 개구면을 갖는 개구 결합 급전 스트립 패치 안테나의 구조
 Fig. 6. Geometry of the aperture coupled strip patch antenna with a rectangular-shaped aperture.

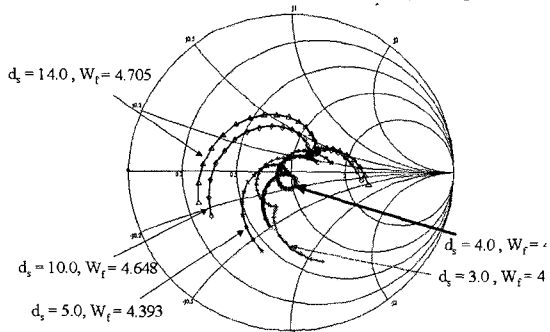


그림 7. 스트립 기판 두께 ds의 변화에 따른 임피던스 궤적 (계산값)
 Fig. 7. Impedance locus as a function of strip substrate thickness ds. Other parameters : Lap = 49.0 mm, Wap = 1.0 mm, Ls = 14.0 mm, Patches : Lp = 52 mm, Wp = 63 mm, Dielectric layers : εrf = 2.17, df = 1.524 mm, εr1 = 1.07, d1 = 15 mm, εrs = 1.07.

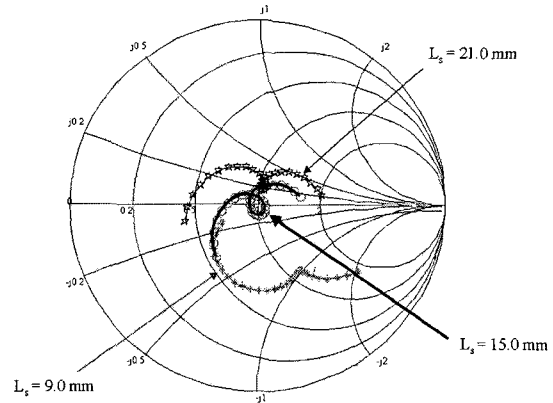


그림 8. 스텐브 길이 Ls의 변화에 따른 임피던스 궤적 (계산값)
 Fig. 8. Impedance locus as a function of stub length Ls. Other parameters : ds = 4.0 mm, Lap = 49.0 mm, Wap = 1.0 mm, Wf = 4.248 mm, Patches : Lp = 52 mm, Wp = 63.0 mm, Dielectric layers : εrf = 2.17, df = 1.524 mm, εr1 = 1.07, d1 = 15 mm, εrs = 1.07.

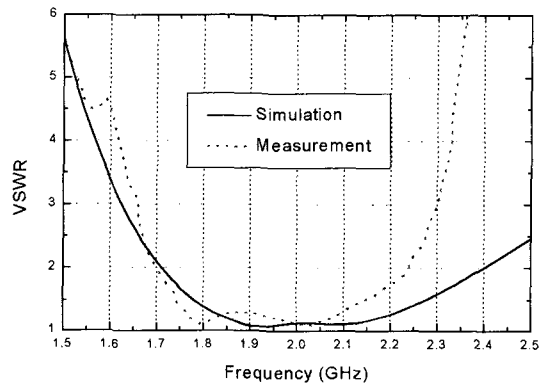


그림 9. 직사각형 개구면을 갖는 개구 결합 스트립 패치 안테나의 최적화된 정재파비값. Ls = 15.0 mm이고 다른 설계 변수는 그림 8과 같다.
 Fig. 9. Optimized VSWR of the aperture coupled strip patch antenna with a rectangular-shape aperture. Ls = 15.0 mm and other design parameters are the same as Fig. 8.

그림 8은 스텐브 길이 Ls의 변화에 따른 임피던스 궤적을 보여준다. 마이크로스트립 급전형 개구 결합 패치 안테나에서와 같이 r=1인 저항원을 따라 시계방향으로 회전하므로 저항 성분은 거의 변하지 않고 리액턴스 성분이 많이 변함을 알 수 있다. 이는 식 (6)을 잘 만족한다고 할 수 있는 것이다. 또한 스텐브의 길이

가 15.0 mm일 때 커플링 곡선이 스미스차트의 실수축과 교차하므로 가장 임피던스 정합상태가 좋았다.

이와 같은 과정을 거쳐서 최적화된 안테나의 설계 변수를 계산한 결과, 패치의 길이(L_p)는 52 mm, 패치의 폭(W_p)은 63 mm, 개구면의 길이(L_{ap})는 49 mm, 개구면의 폭(W_{ap})은 1 mm, 급전선의 폭(W_f)은 2.478 mm이고 스택의 길이(L_s)는 15 mm이다. 또한 비유전율 2.17, 두께 1.524 mm(62 mil = 0.0104 λ)의 teflon 기판 윗층의 두께(d_1)는 15 mm, 유전율(ϵ_{r1})은 1.07이며, teflon기판 아랫층의 두께(d_s)는 4 mm, 유전율(ϵ_{r2})은 1.07이다. 그리고 $X_{os} = 0$, $Y_{os} = 0$ 로 하였을 때 최적의 임피던스 정합특성을 나타낸다.

그림 9는 최적화된 개구결합 스트립 패치 안테나의 정재파비값의 시뮬레이션 결과와 제작된 안테나의 측정치의 비교를 보여준다. 이 안테나의 VSWR값이 2.0 이하에서 계산된 대역폭은 33.6 %(1.71~2.40 GHz)이고 VSWR값이 1.5이하에서 계산된 대역폭은 25.7 %(1.76~2.28 GHz)이다. 이는 1.5의 VSWR값을 기준으로 할 때 IMT-2000대역(1.885~2.2GHz)과 PCS대역(1.75~1.87 GHz)을 모두 포함하는 광대역 안테나이다. 또한 측정치는 VSWR값이 2.0이하인 대역폭이 27.6 %(1.69~2.23 GHz)이고 VSWR값이 1.5이하인 대역폭이 20.6 %(1.74~2.14GHz)로 역시 PCS대역과 IMT-2000대역을 모두 만족시켰으며, 계산치와 각각 6.0 %와 5.1 %의 오차가 있었다. 이는 여러가지 원인을 생각할 수 있다. 우선 안테나 제작과정에서 설계치를 따르는 정확한 구조물을 제작하기가 어렵고 probe와 기판 연결시 수작업을 해야만 하기 때문에 probe와 기판사이에서 air-gap 등으로 인해 기생 성분이 생기므로 특성변화가 생기기 때문이다. 또한 측정에 사용된 각종 커넥터 및 케이블 등에서 손실이 발생하기 때문이다. 측정은 회로망 분석기 HP35181E로 하였다.

3. H 모양의 개구면을 가지는 스트립 급전형 개구결합 패치 안테나

그림 10은 H 모양의 개구면을 갖는 개구 결합 급전 스트립 패치 안테나의 구조이다. 비유전율 2.17, 두께 1.524 mm(60 mil = 0.0104 λ)인 teflon기판의 밑면에 스트립으로 50 Ω 급전선을 위치시키고 윗면에 H 모양의 결합 개구를 만들고 그위에 폼을 두었으며 직사각형 패치를 황동판으로 만들어서 폼위에 부착시켰다. 또한 이득을 증가시키기 위해 급전부의 아래에 반사판을 설

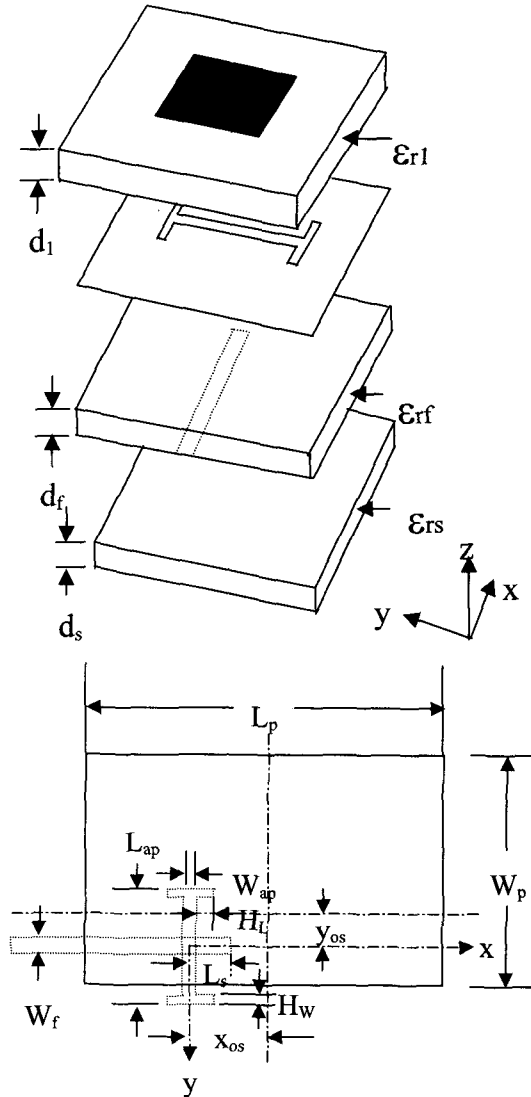


그림 10. H 모양의 개구면을 갖는 개구 결합 급전 스트립 패치 안테나의 구조

Fig. 10. Geometry of the aperture coupled strip patch antenna with a H-shaped aperture.

치하였다. teflon기판의 위아래의 층은 폼($\epsilon_r = 1.07$)이고 두께는 각각 15 mm와 3 mm이다. 또한 접지면과 반사판의 크기는 165 mm \times 150.5 mm이고 개구면의 형태는 결합량(coupling)을 증가시켜 광대역 안테나로 만들기 위해 H자 형태를 선택하였고 그 크기는 61 mm \times 15 mm이고 그 중심을 그림 1에서와 같이 X,Y 직각 좌표계의 중심으로 잡을 때, 스트립 급전선 개방단 끝 점으로부터의 거리(L_s)는 24.75 mm이다. 복사소자(radiator)인 직사각형 패치는 길이와 폭이 50.5 mm \times 65 mm이며 반사손실을 최소로 줄이기 위해 15 mm인

품위에 위치시켰다. 또한 반사판은 역시 반사손실을 최소로 줄이기 위해 기판아래에 부착시킨 두께 3 mm의 폼밀에 부착시켰다.

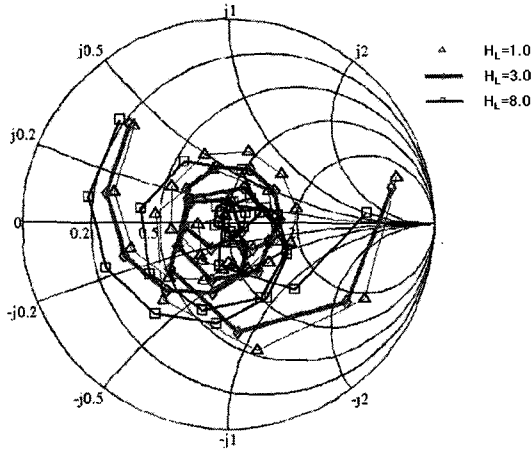


그림 11. H_L 의 변화에 따른 임피던스의 궤적 (계산치)

Fig. 11. Impedance locus as a function of H_L . Other parameters : Aperture : $L_{ap}=61$ mm, $W_{ap}=1.5$ mm, $H_w=1.5$ mm; Feed line : $L_s=24.75$ mm, $W_f=4.008$ mm ; Patches : $L_p=50.5$ mm, $W_p=65$ mm ; Dielectric layers : $\epsilon_{r_f}=2.17$, $d_f=1.524$ mm, $\epsilon_{r_1}=1.07$, $d_1=15$ mm, $\epsilon_{r_s}=1.07$, $d_s=3.0$ mm.

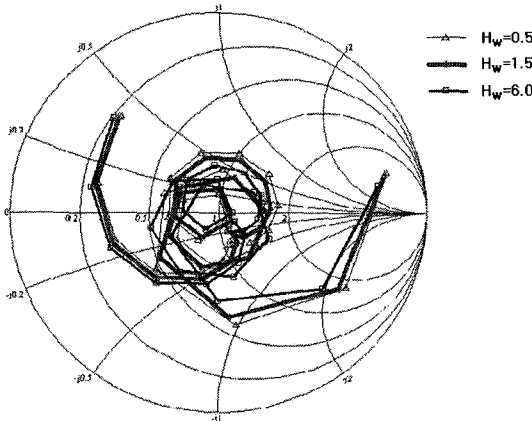


그림 12. H_w 의 변화에 따른 임피던스의 궤적(계산치)

Fig. 12. Impedance locus as a function of H_w . Other parameters : Aperture : $L_{ap}=61$ mm, $W_{ap}=1.5$ mm, $H_L=3.0$ mm ; Feed line : $L_s=24.75$ mm, $W_f=4.008$ mm ; Patches : $L_p=50.5$ mm, $W_p=65$ mm ; Dielectric layers : $\epsilon_{r_f}=2.17$, $d_f=1.524$ mm, $\epsilon_{r_1}=1.07$, $d_1=15$ mm, $\epsilon_{r_s}=1.07$, $d_s=3.0$ mm.

그림 11은 H_L 의 변화에 따른 임피던스의 궤적을 나타낸다. H_L 의 길이가 증가함에 따라 커플링 반경이 커지고 유도성에서 용량성으로 임피던스 특성이 변하는 것을 볼 수 있다. H_L 의 길이가 3.0 mm일 때 임피던스의 궤적이 유도성과 용량성의 양쪽에 균등하게 분포되어 있으므로 최고의 광대역 특성을 가지게 된다.

그림 12는 H_w 의 변화에 따른 임피던스의 궤적을 나타낸다. H_w 의 길이가 증가함에 따라 커플링 반경이 커지고 유도성에서 용량성으로 임피던스 특성이 변하는 것을 볼 수 있다. 역시 H_w 의 길이가 1.5 mm일 때 임피던스의 궤적이 유도성과 용량성의 양쪽에 균등하게 분포되어 있으므로 최고의 광대역 특성을 가지게 된다.

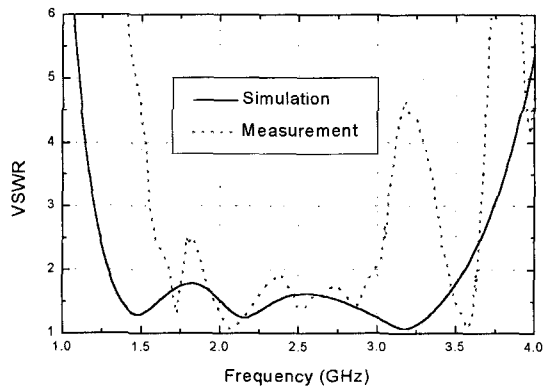


그림 13. H 모양의 개구면을 가진 개구 결합 스트립 패치 안테나의 최적화된 정재파비값

Fig. 13. Optimized VSWR of the aperture coupled strip patch antenna with a H-shaped aperture.

그림 13은 H 모양의 개구면을 가진 스트립 급전형 개구 결합 패치 안테나의 최적화된 정재파비값의 시뮬레이션 결과와 측정 결과의 비교를 나타낸다. 시뮬레이션 결과를 보면 중심주파수 2.45 GHz에서 사용가능한 전압 정재파비 대역폭(VSWR<2.0)은 1.31 GHz에서 3.59 GHz로 93.1%(2.28 GHz)의 초광대역 특성을 가지게 됨을 볼 수 있다. 또한 측정 결과를 보면 중심주파수 2.38 GHz에서 사용가능한 전압 정재파비 대역폭(VSWR<2.0)은 1.82 GHz에서 2.94GHz로 47.1%(1.12GHz)로 상당히 광대역이기는 하나 시뮬레이션 결과보다는 많이 줄어들었다. 이는 H 모양의 개구면을 갖게 되면서 설계변수가 많이 늘어나면서 미묘한 차이로도 특성이 변하므로 설계치를 정확하게 따르는 구조

물의 제작이 매우 어려웠기 때문에 생각된다. 추후 더 연구해서 계산치에 준하는 성능을 갖는 안테나의 제작이 과제이다.

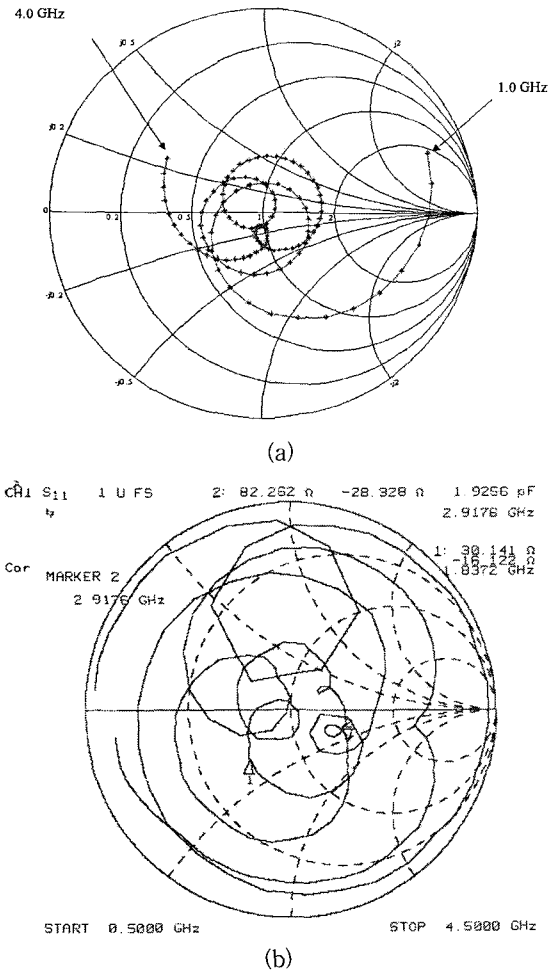


그림 14. H 모양의 개구면을 가진 개구 결합 스트립 패치 안테나의 최적화된 스미스 차트 궤적 (a) 시뮬레이션 결과 (b) 측정 결과

Fig. 14. Optimized Smith chart locus of the aperture coupled strip patch antenna with a H-shaped aperture. $H_L=3.0$ mm, $H_W=1.5$ mm and other parameters are the same as Fig.12. (a) simulation (b) measurement

그림 14는 H 모양의 개구면을 가진 개구 결합 스트립 패치 안테나의 최적화된 입력 임피던스의 스미스 차트 궤적을 나타낸다. 시뮬레이션 결과를 보면 중심에서 가깝게 이 궤적이 4바퀴 반정도 돌았음을 볼 수 있다. 따라서 초광대역 특성을 가지게 되는 것이다. 또한 측정 결과를 보면 대역폭(1.82~2.94 GHz)내에서 스미

스 차트 궤적이 3바퀴 돌았음을 알 수 있다. 계산치에 비해 측정치가 많이 바깥쪽으로 shift되는데 그 이유는 설계변수가 많아지고 반사판이 달려있기 때문에 반사파가 생겨서 임피던스 정합에 영향을 주기 때문으로 보인다.

그래도 상당히 광대역에 걸쳐서 임피던스 정합이 잘 되어 있음을 볼 수 있다.

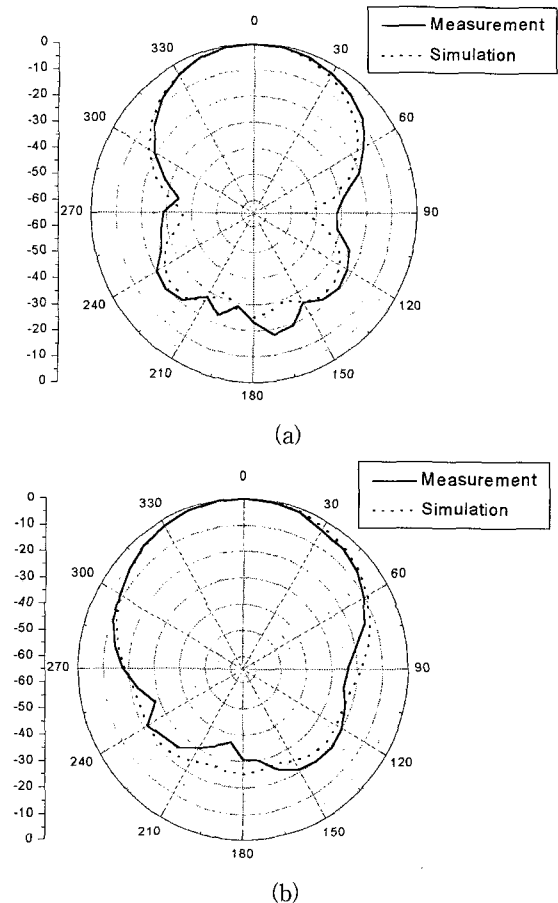


그림 15. H 모양의 개구면을 갖는 개구 결합 스트립 패치 안테나의 동일편과 복사패턴 (a) E-plane (b) H-plane

Fig. 15. Co-polarized radiation pattern of the aperture coupled strip patch antenna with a H-shaped aperture. (a) E-plane (b) H-plane.

그림 15는 H자 모양의 개구면을 가진 개구 결합 스트립 패치 안테나의 동일편과 복사패턴을 주파수 2.0 GHz에서 FDTD방법으로 시뮬레이션한 결과와 측정 결과를 비교한 것이다. E-평면과 H-평면 양쪽에서 계산

치와 측정치가 잘 일치하는 것을 볼 수 있다. 이는 FDTD방법에서 모멘트 방법이나 전송선로 방법과 달리 유한 접지면을 고려하는 것이 가능하기 때문이다. E-평면의 경우 각도 θ 가 $\pm 90^\circ$ 일 때 계산치가 측정치보다 null에 가깝게 나타나는 이유는 측정치의 경우 유한 접지면으로 인해 종단 회절 현상이 나타나기 때문이다. 슬롯길이에 비해 접지면이 너무 크지 않기 때문에 H-평면의 경우 각도 θ 가 $\pm 90^\circ$ 일 때 null에서 더 멀리 떨어져서 나타나는 것을 볼 수 있다. 측정치의 경우 E-평면의 -3 dB 빔폭은 54° 이고 H-평면의 -3 dB 빔폭은 61° 이며 한방향 복사 특성을 가짐을 그림에서 볼 수 있다. 이는 반사판을 기판 하단에 부착시켰기 때문이다.

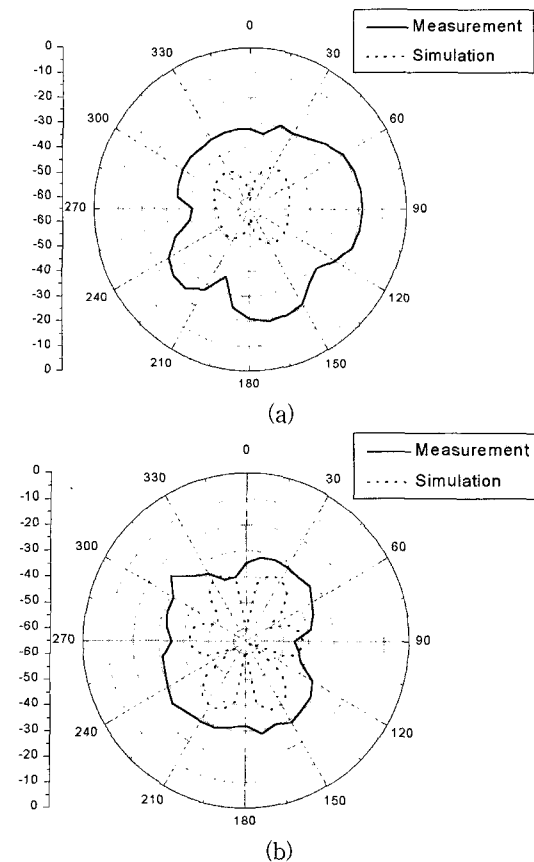


그림 16. H모양의 개구면을 갖는 개구 결합 스트립 패치 안테나의 교차편파 복사패턴

(b) E-plane (b) H-plane

Fig. 16. Cross-polarized radiation pattern of the aperture coupled strip patch antenna with a H-shaped aperture.

(a) E-plane (b) H-plane

그림 16은 H자 모양의 개구면을 가진 개구 결합 스텝

트립 패치 안테나의 교차편파 복사패턴을 주파수 2.0 GHz에서 FDTD방법으로 시뮬레이션한 결과와 측정 결과를 비교한 것이다. 동일편파에 비해 교차편파 복사패턴의 경우 계산치와 측정치간에 차이가 더 많이 발생하는데 그 이유는 측정시 표준 혼안테나와 본 안테나를 정확하게 위치와 방향을 맞추지 못해서 발생된 측정 오차라 생각된다. 측정치의 경우 E-평면의 교차편파 레벨은 -18.2 dB이하이고 H-평면의 교차편파 레벨은 -25.7 dB이하로써 교차편파 레벨도 매우 우수함을 볼 수 있다.

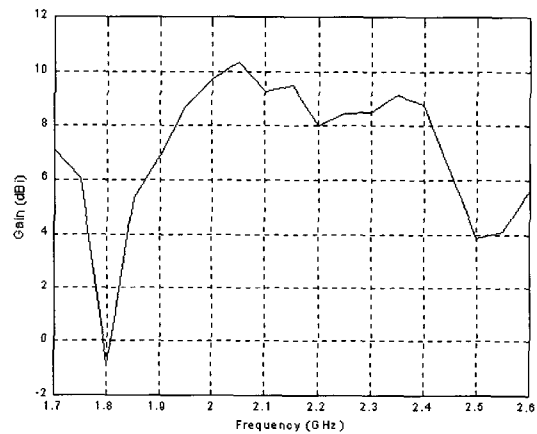


그림 17. H 모양의 개구면을 가지는 개구 결합 스트립 패치 안테나의 이득 (측정치).

Fig. 17. Gain of the aperture coupled strip patch antenna with a H-shaped aperture.

그림 17은 H자 모양의 개구면을 가진 개구 결합 스트립 패치 안테나의 이득을 측정된 결과이다. 측정된 최대 이득은 2.05 GHz의 주파수에서 10.4 dBi이다. 중심주파수 2.17 GHz에서 3 dB gain 대역폭은 1.91 GHz에서 2.43 GHz로 약 24 % (520 MHz)로 광대역이다.

IV. 결론

광대역과 고이득과 낮은 교차편파 레벨을 가지는 H모양의 개구면을 갖는 개구 결합 급전 스트립 패치 안테나를 설계 및 제작하였다. 측정결과 47.1 %의 매우 넓은 광대역폭을 얻었으며 반사판을 이용하여 후방방사를 -19 dB이하로 줄였다. 표 1은 최근에 나온 개구 결합 마이크로스트립 패치 안테나의 대역폭 성능 비교이다. 본 안테나의 대역폭이 얼마나 광대역인지를 알 수 있다. 또한 본 안테나는 10 dBi 이상의 높은 이득을

가졌으며, 3 dB gain 대역폭도 24 %로 매우 광대역이다. 그리고 교차편파 레벨의 크기를 동일편파 레벨보다 -18.2 dB 이하로 줄일 수 있었다. 따라서 본 안테나는

표 1. 최근 논문중 개구 결합 마이크로스트립 패치 안테나의 성능 비교

Table 1. Performance comparison of aperture coupled microstrip patch antenna within recent papers.

참고 문헌	안테나 대역폭
[5]	25% ($S_{11} < -10.0$ dB)
[6]	25% ($S_{11} < -10.0$ dB)
[7]	27% ($S_{11} < -10.0$ dB)
[8]	32.6% (VSWR < 2.0)
[9]	44% ($S_{11} < -10.0$ dB)

마이크로스트립 안테나의 가장 큰 단점인 협대역의 임피던스 대역폭을 가지는 문제점을 해결하였으며, 이득을 높여서 실용가능성을 더욱 높였으며, 그리고 교차편파 레벨이 매우 작기 때문에 스푸리어스 방사도 매우 작다고 할 수 있다. 이는 매우 우수한 성능이라 생각되며 좀더 정확한 구조의 안테나 제작과 실험으로 더욱 성능을 개선할 수 있으리라 생각된다.

이 안테나는 광대역과 고이득과 낮은 교차편파레벨을 필요로 하는 이동통신, 무선 LAN, RF 통신시스템 등에서 유용하게 사용될 수 있으리라 생각된다.

참 고 문 헌

[1] K. C. Gupta, Microstrip Antenna Design, Artech House, 1988.
 [2] S. H. David, "A survey of broadband microstrip patch antennas," Microwave J., vol. 39, no. 9, pp. 60~84, Sept. 1996.
 [3] N. Herscovici, "A wide-band single-layer patch antenna", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, no. 4, pp. 471~474, Apr. 1998.
 [4] D. M. Pozar, "A microstrip antenna aperture coupled to a microstripline," Electron. Lett., vol. 21, no.1, pp. 49~50, Jan. 1985.

[5] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 39, no. 12, pp. 1770~1776, Dec. 1991.
 [6] H. Kittenplon, "Surface-wave effect in a wideband aperture-coupled stacked microstrip antenna array," Electron Lett., vol. 32, no. 9, pp. 792~793, Apr. 1996.
 [7] S. D. Targoski, R. B. Waterhouse and D. M. Pozar, "Wideband aperture coupled microstrip patch array with backlobe reduction," Electron. Lett., vol. 33, no. 24, pp. 2005~2006, Nov. 1997.
 [8] L. Bekraoudi, "Low cost broadband microstrip antenna for satellite-TV reduction," in IEEE Antennas Propagat. Soc. Symp. Dig., vol. 2, pp. 916~919, Orlando, Jul. 1999.
 [9] B. Barilese and C. Peixeiro, "Wide-band microstrip patch antenna element," in IEEE Antennas Propagat., Soc. Symp. Dig., vol. 2, pp. 1104~1107, 1998.
 [10] I. J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antennas, Artech House, Dedham, MA, 1980.
 [11] E. O. Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design," Proc. Fifth European Microwave Conf., pp. 268~272, Sep. 1975.
 [12] P. Sullivan and D. Schaubert, "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 34, no. 8, pp. 977~984, Aug. 1986.
 [13] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," Proc. IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 79~81, Jan. 1992.
 [14] D. M. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 34, no. 12, pp. 1439~1446, Dec. 1986.

저 자 소 개



申昊燮(正會員)

1985년 8월 : 충북대학교 정보통신공학과 졸업(공학사). 1998년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과 졸업(공학석사). 1998년 9월~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 박사과정. 주 관심분야 : 전자파 해석, 안테나 설

계, 전파전파, EMI/EMC



金男(正會員)

1981년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1983년 2월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1988년 8월 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1992년 8월~1993년 8월 미 Stanford 대학

방문교수. 1989년 2월~현재 충북대학교 정보통신공학과 교수. 주 관심분야 전자파 해석, 전파전파, EMI/EMC, DS/CDMA