

논문 2005-42TC-11-14

CPW 급전 광대역 사각 슬롯 안테나 설계

(Design of Broadband CPW-Fed Square Slot Antennas)

최 순 신*, 김 준 일*, 지 용*

(Soon Shin Choi, Joon Il Kim, and Yong Jee)

요 약

본 논문에서는 광대역에서 동작하는 대역폭 조절 패치를 갖는 CPW 급전 사각 슬롯 안테나를 제시하였다. 안테나 설계 방법으로서 구조적 변수인 사각 슬롯의 가로폭 및 세로폭을 이용하여 반파장 다이폴 안테나 특성을 보이는 낮은 공진 주파수와 높은 공진 주파수 영역을 설정하였고, 대역폭 조절 패치를 이용한 50Ω 임피던스 정합 조절 과정을 통하여 20GHz~33GHz 영역에서 동작하는 50% VSWR=2 임피던스 대역폭을 지닌 안테나 구조를 제시하였다. 안테나 사각 슬롯의 가로폭을 4.6mm로, 세로폭을 3.5mm로, 비율이 70%정도인 안테나 구조에서 중간 주파수 26GHz, 대역폭 20GHz~33GHz의 측정 결과를 나타냈다. 이 결과는 의료용 안테나가 대역폭 조절 패치를 이용할 때 단순한 사각 슬롯 안테나의 구조로 구현됨을 보여 주었다.

Abstract

This paper presents the structure of a broadband coplanar waveguide(CPW) fed square slot antenna with a impedance bandwidth tuning patch. The designing method of the antenna suggests that two resonant frequencies are excited as a dual-frequency dipole antenna following the dimensions of the square slot. In other words, the lower resonant frequency mainly depends on the slot width and the higher one its length. A CPW fed square slot antenna with a impedance tuning patch was measured to 20GHz~33GHz, 50%, VSWR=2 impedance bandwidth by adjusting the dimensions of the tuning patch when the slot length had 70% of its width. This result shows that a medical CPW fed antenna is easily implemented with a simple square slot structure including a bandwidth tuning patch in the center.

Keywords : Boardband antenna, coplanar waveguide, square slot antenna.

I. 서 론

슬롯 안테나를 이용하여 안테나의 동작 대역폭을 증가시키기 위한 설계 방법은 지속적으로 논의되고 있다. 그 가운데 CPW(Coplanar Waveguide) 급전 방식 슬롯 안테나는 마이크로스트립 급전방식에 비해 낮은 복사 손실과 작은 산란 및 기관 두께 변화에 따른 특성 임피던스의 변화가 작다는 특성을 갖으며, 한 평면 위에 능동소자 및 수동소자의 직·병렬 연결이 용이하여, 비아

와 같은 기생적인 회로 성분이 제거되고, 상대적으로 넓은 대역폭을 얻을 수 있다는 장점으로 다양한 관심이 집중되고 있다.

CPW 급전 슬롯 안테나는 다이폴 안테나 형태를 지닌 슬롯 안테나 구조로써, 응용 분야에 따라 다양한 구조로 고찰되고 있으며 대략 15~20% 범위의 임피던스 대역폭을 갖는다.^{[1],[2]} 나비 벡타이형 슬롯 안테나는 한 파장 슬롯 안테나 구조를 수정한 형태로서 최대 34%의 대역폭을 얻을 수 있으며^[3], 서로 다른 공진 주파수를 갖는 한파장 슬롯 안테나와 반파장 슬롯 안테나 등 여러 개의 슬롯 안테나를 다양한 구조의 배열을 통해 임피던스 대역폭을 증가하는 방법을 제시하고 있으나 안테나의 면적이 증가한다는 제약을 갖는다.^[2] 안테나 면

* 정희원, 서강대학교 전자공학과
(Department of Electronics, Sogang University)

※ 본 논문은 2005년도 서강대학교 교내 연구비 지원에 의해 이루어졌음.

접수일자: 2005년4월23일, 수정완료일: 2005년11월16일

적을 최소화하면서도 넓은 대역폭을 얻기 위한 시도로서 하나의 넓은 사각 슬롯 안에 여러 개의 금속선을 추가하는 방법^[4]이 제시되고 있는데, 이 구조는 슬롯 내부 안에 여러 개의 금속선의 선폭과 간격 등 조절 변수가 많아 설계가 복잡해지는 문제점이 있다. 또한, 정방향 슬롯 안에 주파수 조절 및 임피던스 정합을 위한 넓은 패치 구조를 배치하여 적용하는 방법^[5]은 안테나의 임피던스 대역폭과 공진 주파수를 동시에 조절하기 위해 패치 구조 하나로 조절하는 방법을 사용하고 있는데 이 구조는 오히려 안테나의 공진 주파수를 조절하기 어렵다는 단점을 갖는다.

본 논문에서는 위와 같은 문제점들을 개선하기 위하여 넓은 임피던스 대역폭을 갖으면서도 안테나의 크기를 최소화할 수 있고, 또한 구조적으로 단순한 사각형 형태의 안테나 슬롯 구조로 제시하였다. 제안된 구조에서는 사각 슬롯의 가로폭과 세로폭을 조절하여 서로 다른 2개의 공진 주파수를 생성하고 두 공진 주파수 간격을 조절함으로써 VSWR=2 임피던스 대역폭을 최대화하는 기법을 고찰하였다. 대역폭 조절 기법으로서 슬롯의 중앙 내부에 하나의 넓은 대역폭 조절 패치를 삽입하고, 사각 슬롯의 접지면과의 신호결합을 대역폭 조절 패치의 가로폭과 세로폭을 제어하여, 안테나의 임피던스 정합 방법을 단순화시켰다. II장에서는 제안된 대역폭 조절 패치를 갖는 사각 슬롯 안테나의 구조와 공진 주파수 생성 방법을 살펴보고, III장에서는 측정실험을 통하여 공진주파수 및 임피던스 정합 등과 같은 안테나의 특성 변수를 최적화하는 방안을 고찰하였고, IV장에서 결론을 맺었다.

II. 제안된 사각 슬롯 안테나의 구조

그림 1은 대역폭 조절 패치를 갖는 광대역 CPW 급전형 사각 슬롯 안테나의 구조를 보여준다. 제안된 사각 슬롯 안테나 구조는 사각 슬롯의 구조를 이용하여 낮은 공진 주파수(f_L)와 높은 공진 주파수(f_H)를 결정하고, 대역폭 조절 패치를 이용하여 두 공진 주파수 사이의 간격을 조절함으로써 안테나의 대역폭을 결정하는 형태이다. 사각 슬롯 안테나의 낮은 공진 주파수(f_L)와 높은 공진 주파수(f_H)는 그림 1의 안테나 영역에서 사각형 슬롯의 가로폭(W_s)과 세로폭(L_s)을 이용하여 구성된 다이폴 안테나에 의해서 형성되는데, 낮은 공진 주

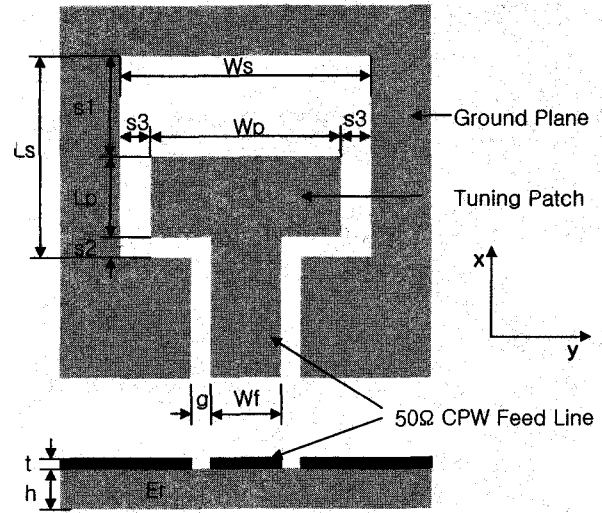


그림 1. 제안된 CPW 급전 광대역 슬롯 안테나 구조
Fig. 1. Structure of proposed CPW-fed broadband slot antenna.

파수(f_L)는 가로폭(W_s)에 의해서 형성되는 다이폴 안테나를 통해 결정되며, 높은 공진 주파수(f_H)는 세로폭(L_s)에 의해서 형성되는 다이폴 안테나를 이용함으로써 식 (1)과 같이 결정된다.

$$f_L = \frac{c_0}{2W_s\sqrt{\epsilon_{eff}}}, f_H = \frac{c_0}{2L_s\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1)$$

사각 슬롯의 가로폭(W_s)에 의해서 형성되는 다이폴 안테나는 50Ω CPW 급전선로에 의해 형성되는 안테나로 볼 수 있다. 50Ω CPW 급전선로에 의해 인가된 전자기장은 대역폭 조절 패치를 통하여 사각 슬롯의 가로폭(W_s)과 신호결합을 일으켜 다이폴 안테나로 동작하는데, 주로 대역폭 조절 패치의 가로폭(W_p)과 사각 슬롯의 가로폭(W_s) 사이에 캐패시턴스 신호결합을 일으켜 사각형 슬롯의 가로폭(W_s) 가장자리에 표면 전류가 유기되고, 유기된 표면 전류로부터 형성된 자기장이 전파 방사패턴을 형성하여 수직성분의 TM_{10} 모드를 갖는 낮은 공진 주파수(f_L)를 형성한다. 반면에 사각 슬롯의 세로폭(L_s)에 의해서 형성되는 다이폴 안테나는 대역폭 조절 패치의 세로폭(L_p)과 신호결합을 일으켜 주로 대역폭 조절 패치의 세로폭(L_p)과 사각 슬롯의 세로폭(L_s) 사이에 캐패시턴스 신호결합을 일으켜 사각형 슬롯의 세로폭(L_s) 가장자리에 유기된 표면 전류에 의한 전파 방사패턴으로부터 형성된 수평성분의 TM_{10} 모드를 갖는 높은 공진 주파수(f_H)를 형성한다.

VSWR=2 임피던스 대역폭을 조절하기 위해서는 대

역폭 조절 패치를 사용하여 사각 슬롯 패턴과 대역 조절 패치 패턴과의 캐패시턴스에 의한 신호 결합 패턴을 변화시켜줌으로서 슬롯 안테나의 전류흐름 구조를 변화시켜 공진 주파수의 대역폭을 조절하는 형태로 변화시켜 준다. 중간 주파수($f_C = \sqrt{f_H f_L}$)를 중심으로 대역폭 BW를 갖는 광대역 안테나를 설계하기 위해서는 VSWR=2 임피던스 대역폭의 낮은 공진 주파수(f_L) 및 높은 공진 주파수(f_H)가 각각 $f_c - 0.3BW$ 이하의 주파수, 또는 $f_c + 0.3BW$ 이상의 주파수를 갖도록 설계되어야 한다. 이때 두 공진 주파수 사이의 간격이 너무 크면 두 주파수 사이의 반사 손실이 10dB 이하가 되어 효율적인 안테나를 구성할 수 없게 된다.

III. 실험 및 검토

1. 사각 슬롯의 공진 주파수

그림 2는 제안된 대역폭 조절 패치를 갖는 CPW 급전 사각 슬롯 안테나의 구조를 Rogers 4003 기판 위에 인쇄하여 얻어진 측정 결과이다.

Rogers 4003 기판인 유전체 두께 $h=0.5\text{mm}$, 유전율 $\epsilon_r=3.38$, 도체 두께 $t = 18\mu\text{m}$ 의 규격 위에 인쇄된 사각 안테나 슬롯의 크기는 26GHz대에서 중간 공진 주파수가 형성될 수 있도록 가로폭과 세로폭의 크기가 $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$ 이며, 슬롯을 둘러싸는 접지면의 외곽 크기는 $3W_s=13.8\text{mm}$ 로 설정하였다. 임피던스 정합을 위한 접지면과의 신호결합을 조절하기 위해 CPW 급전선 끝단에

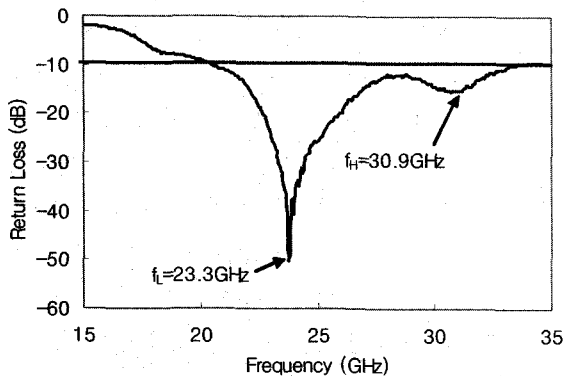


그림 2. 설계된 안테나의 측정 결과: 설계 조건 $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $L_p=0.9\text{mm}$, $s_2=0.15\text{mm}$

Fig. 2. Plot of measured return losses against the frequency for a designed antenna: $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $L_p=0.9\text{mm}$, $s_2=0.15\text{mm}$.

폭 W_p , 길이 L_p 인 대역폭 조절 패치를 연결하였으며, 안테나의 사각 슬롯과 접하고 있는 대역폭 조절 패치의 간격은 s_1, s_3 이며 CPW 급전부분의 접지면과 패치와의 간격은 s_2 이다. 사각 슬롯 안테나의 급전을 위한 공급선은 50Ω 임피던스를 위해 신호선폭 $W_f=1.6\text{mm}$ 와 접지면과의 간격 $g=0.12\text{mm}$ 구조를 사용하였다. 모의실험은 HP사의 모멘텀 해석 프로그램인 HFSS를 사용하였고, 측정은 HP8722ES 네트워크 분석기를 이용하여 측정하였다.

그림 2에서 측정된 사각 슬롯의 가로폭 4.6mm에 의해서 형성된 낮은 공진주파수(f_L)는 23.3GHz에서 나타났으며, 이는 공기 중에서의 파장의 길이와 비교하면 $0.3603\lambda_0$ 가 되며, Rogers 4003 기판의 유효유전상수에 의해서 형성된 파장 길이와 비교할 때 $0.5096\lambda_g$ 가 됨을 볼 수 있다. 이 결과는 CPW 급전에 의해서 동작되는 사각 슬롯 안테나의 가로폭 구조가 23.3GHz의 공진 주파수에서 다이폴 안테나로 잘 형성됨을 보여주고 있다. 또한 세로폭 3.5mm에 의해서 형성된 높은 공진주파수(f_H)는 30.9GHz에서 나타났는데 이는 공기 중에서의 파장의 길이와 비교하면 $0.3675\lambda_0$ 가 되며, Rogers 4003 기판의 유효유전상수에 의해서 형성된 파장 길이와 비교할 때 $0.5236\lambda_g$ 가 됨을 볼 수 있다. 이 결과도 사각 슬롯 안테나의 세로폭 구조가 30.9GHz의 공진 주파수에서 다이폴 안테나가 잘 형성됨을 보여주고 있다. 따라서 사각 슬롯의 가로폭과 세로폭이 대역폭 조절용 패치에 의해서 캐패시턴스 신호결합을 일으킴으로서 $0.51\lambda_g \sim 0.53\lambda_g$ 파장 길이를 갖는 다이폴 안테나를 형성함을 볼 수 있다.

제안된 사각 슬롯 안테나의 공진 주파수는 슬롯의 가로폭과 세로폭의 길이를 변화시킴으로서 조절할 수 있다. 그림 3은 사각 슬롯의 가로폭 (W_s)의 변화에 따라 나타나는 낮은 공진주파수의 변화를 보여준다. 슬롯의 세로폭(L_s)을 3.5mm로 고정하고, 슬롯의 가로폭(W_s)을 4.6mm, 4.8mm, 5.2mm로 변화시킴에 따라 낮은 공진주파수(f_L)가 23.3GHz에서 20.5GHz, 18.5GHz로 따라 변화하는 것을 나타내고 있고, Rogers 4003 기판의 유효유전상수에 의해서 형성된 파장 길이 또한 $0.5096\lambda_g$ 에서 $0.4673\lambda_g$, $0.4569\lambda_g$ 로 나타나서 사각 슬롯 안테나의 구조가 8% 미만의 오차를 지니면서 다이폴 안테나로 형성되고 있음을 보여주고 있다.

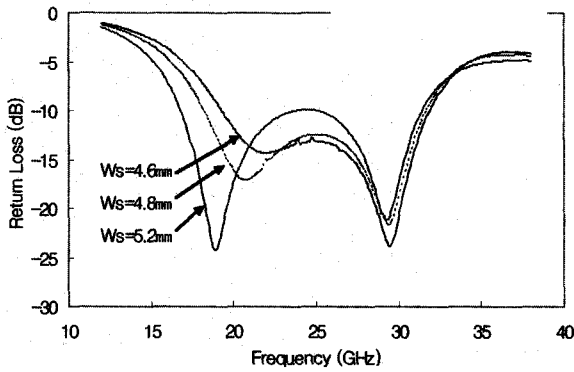


그림 3. 사각 슬롯폭(W_s)에 따른 공진 주파수 변화: 설계 조건 $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $L_p=1.0\text{mm}$, $s_2=0.3\text{mm}$

Fig. 3. Changes of resonant frequencies with the width of the square slot (W_s): $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $L_p=1.0\text{mm}$, $s_2=0.3\text{mm}$.

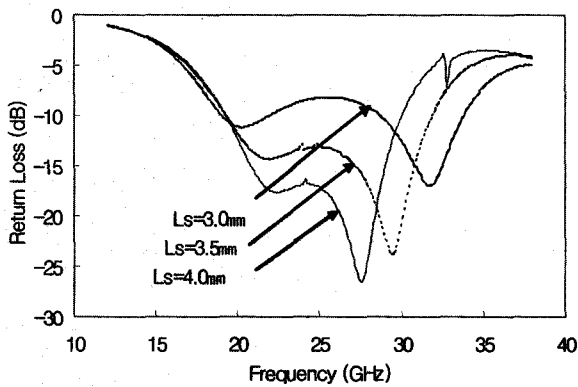
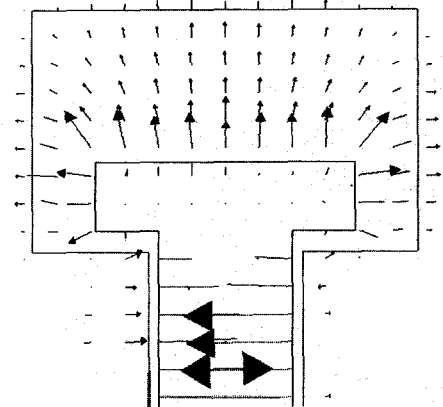


그림 4. 사각 슬롯 길이(L_s)에 따른 공진 주파수 변화: 설계 조건 $W_s=4.6\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $L_p=1.0\text{mm}$, $s_2=0.3\text{mm}$

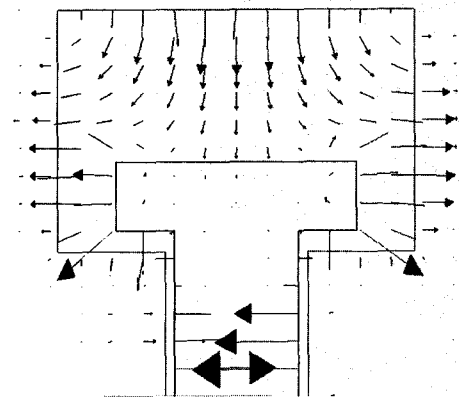
Fig. 4. Changes of resonant frequencies with the length of the square slot (L_s): $W_s=4.6\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $L_p=1.0\text{mm}$, $s_2=0.3\text{mm}$.

그림 4는 안테나 슬롯의 세로폭을 변화시켜 주었을 때 나타나는 결과를 보여준다. 사각 슬롯의 가로폭(L_s)을 4.6mm 로 고정하고, 슬롯의 가로폭(W_s)을 3.0mm , 3.5mm , 4.0mm 로 변화시키며 따라 높은 공진주파수(f_H)가 32.5GHz 에서 29.8GHz , 27.5GHz 로 따라 변화하는 것을 나타내고 있고, Rogers 4003 기판의 유효유전상수에 의해서 형성된 파장 길이 또한 $0.4631\lambda_g$ 에서 $0.4954\lambda_g$, $0.5186\lambda_g$ 로서 이는 8%미만의 오차를 지니면서 다이폴 안테나의 구조를 지니고 있음을 보여주고 있다.

사각 슬롯 안테나가 다이폴 안테나를 형성하고 있는 모습은 전기장의 분포로부터도 살펴볼 수 있다. 그림 5



(a) Lower resonant frequency ($f_L=22.0\text{GHz}$)



(b) Higher resonant frequency ($f_H=29.4\text{GHz}$)

그림 5. 공진 주파수에 따른 전계 분포

Fig. 5. Simulated electric field distribution at the resonant frequencies of the lower and the higher resonant frequencies.

는 슬롯의 가로폭(W_s)이 4.6mm , 세로폭(L_s)이 3.5mm 이고, 패치의 폭(W_p)이 3.1mm , 길이(L_p)가 1.0mm 이며 s_2 가 0.3mm 인 사각 슬롯 안테나 구조에서 낮은 공진 주파수와 높은 공진 주파수에서의 공진 모드 전계 분포를 보여준다. 그림 5 a)는 낮은 공진 주파수의 공진 모드에서 모의실험 결과로 나타난 전기장의 분포로서, 전기장의 세기가 주로 사각 슬롯의 가로폭 W_s 을 따라서 나타남을 보여주고 있으며, 세로폭으로는 공진을 일으킬 수 있는 전기장의 분포가 형성되지 않고 있음을 볼 수 있고, 그림 5 b)는 높은 공진 주파수의 공진 모드에서는 슬롯의 세로폭을 따라서 전기장의 세기가 공진 모드를 형성되고 있으며 가로폭으로는 공진 파장이 형성되어 있지 않음을 볼 수 있다. 사각 슬롯 구조를 변화시켜줌에 따라 다이폴 안테나의 파장 길이가 변화하는 것은

임피던스 정합이 잘 이루어지는 방향으로 공진모드가 형성되어 일어난 결과로 볼 수 있다.

낮은 공진주파수와 높은 공진주파수의 비율인 주파수 비(Frequency Ratio)는 사각 슬롯의 가로폭과 세로폭의 비율에 따라서 변화하는 것을 볼 수 있는데 주파수 비를 크게 하면 낮은 공진주파수와 높은 공진주파수 사이의 비율이 커져서 안테나의 대역폭을 증가시킬 수 있다. 그러나 두 공진 주파수 사이의 간격이 너무 크면 두 주파수 사이의 반사 손실이 -10dB 이상으로 증가하여 VSWR 값이 2이상으로 커져서 효율적인 안테나로 구성할 수 없게 된다. 실험으로부터 얻어진 결과는 사각 슬롯의 세로폭이 3.5mm이고 가로폭이 $W_s=5.0\text{mm}$ 일 때 낮은 공진 주파수는 18.5GHz, 높은 공진 주파수는 29.8GHz로서 나타났고, 이때 사각 슬롯의 형태가 가로폭 대비 세로폭의 비율이 70%로서 최대의 대역폭이 13.3GHz를 얻을 수 있었고, 70% 미만일 때는 구조적 비율에 따라서 VSWR=2 임피던스 대역폭이 감소함을 볼 수 있었다.

2. 임피던스 정합

대역폭 조절 패치를 갖는 CPW 급전 사각 슬롯 안테나에서 대역폭 조절 패치에 의한 임피던스 정합은 패치

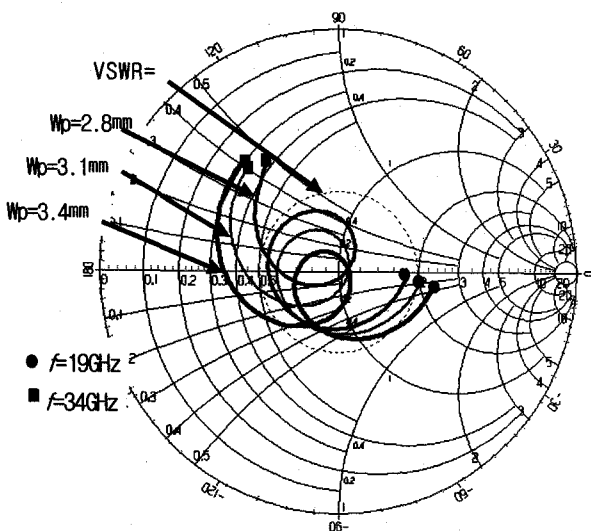


그림 6. 대역폭 조절 패치 가로 폭(W_p)에 따른 임피던스 궤적의 변화: 설계 조건 $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $L_p=1.1\text{mm}$, $s_2=0.3\text{mm}$

Fig. 6. Variation of the impedance locus for the several different sizes of the width of the impedance bandwidth tuning patch (W_p): $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $L_p=1.1\text{mm}$, $s_2=0.3\text{mm}$.

의 가로폭(W_p)과 패치의 세로폭(L_p)의 크기와 접지면 사각 슬롯의 가로폭(W_s)과 세로폭(L_s) 사이에 형성되는 캐패시턴스 신호 결합 정도에 의해 이루어짐을 볼 수 있다. 즉 그림 1에서 보여 주는 바와 같이 대역폭 조절 패치를 이용한 임피던스 정합은 s_1 , s_2 , s_3 등의 크기에 의해 영향을 받는다.

높은 공진 주파수는 복사 슬롯의 세로폭(L_s)과 대역폭 조절 패치 사이의 간격(s_3)에 의한 신호결합에 영향을 받는다. 패치의 가로폭(W_p)이 커져 s_3 이 작아지면 사각 슬롯의 세로폭에 해당하는 세로면과 캐패시턴스 신호결합이 커지고, 이때 슬롯의 세로폭에 의해 결정되는 높은 공진주파수가 낮은 공진 주파수 쪽으로 이동한다. 그림 6은 패치의 가로폭(W_p)를 증가시키에 따라 s_3 의 감소로 인한 인덕턴스 성분이 늘어나고, 이에 따라 임피던스 궤적이 위쪽에서 아래쪽으로 임피던스 정합이 잘 이루어지는 방향으로 이동하는 모습을 보여주며, 그림 7은 그림6의 조건에서의 공진 주파수의 변화를 보여준다.

낮은 공진 주파수에 대해 임피던스 정합을 일으키는 요인은 사각 슬롯의 가로폭(W_s)과 대역폭 조절 패치 사이의 간격(s_1)을 나타내는 패치의 세로폭(L_p)에 따라 형성되는 신호 결합에 의한 영향으로 나타난다. 패치의 세로폭(L_p) 크기를 조정하여 s_1 의 간격을 변화시키면, 사각 슬롯의 가로폭(W_s)에 기인한 낮은 공진 주파수는 사각 슬롯의 가로폭(W_s)과 형성되는 캐패시턴스 변화에 따라 신호 결합 정도가 변화한다.

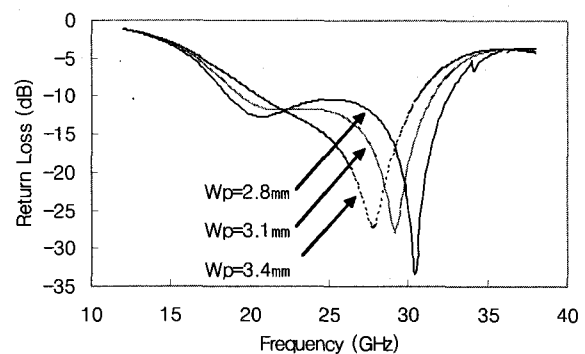


그림 7. 대역폭 조절 패치 가로폭(W_p)에 따른 높은 공진 주파수 변화: 설계 조건 $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $L_p=1.1\text{mm}$, $s_2=0.3\text{mm}$

Fig. 7. changes of high resonant frequencies for the several different sizes of the width of the impedance bandwidth tuning patch (W_p): $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $L_p=1.1\text{mm}$, $s_2=0.3\text{mm}$.

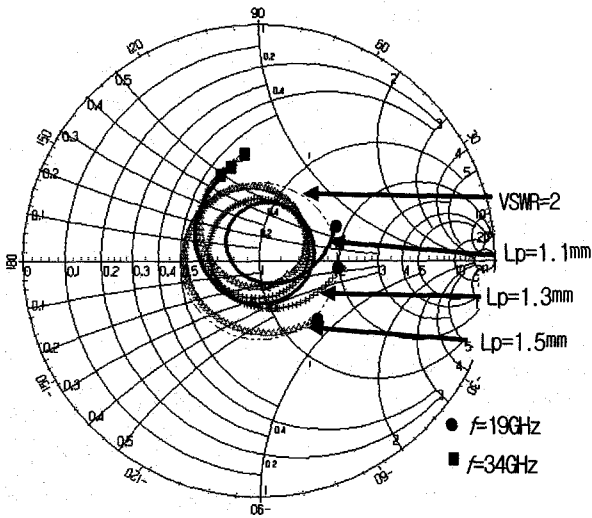


그림 8. 대역폭 조절 패치 길이(Lp)에 따른 임피던스 궤적의 변화: 설계 조건 $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $s_2=0.15\text{mm}$
 Fig. 8. Variation of impedance locus for the several different sizes of the length of the impedance bandwidth tuning patch (L_p): $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $s_2=0.15\text{mm}$.

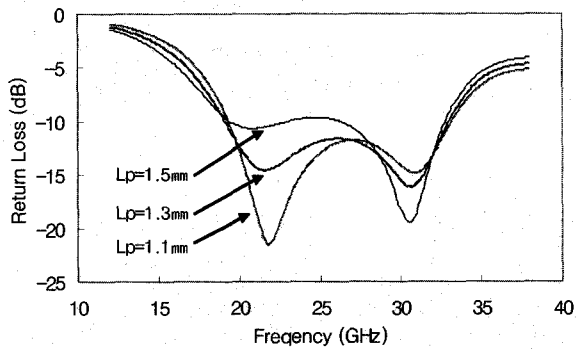


그림 9. 대역폭 조절 패치 길이(Lp)에 따른 낮은 공진 주파수 변화: 설계 조건 $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $s_2=0.15\text{mm}$
 Fig. 9. Variation of low resonant frequency for the several different sizes of the length of the impedance bandwidth tuning patch (L_p): $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $s_2=0.15\text{mm}$.

그림 8은 패치의 세로폭(L_p)에 따른 VSWR=2의 궤적과 접하는 궤적이 아래쪽으로 이동하는 모습을 보여주며, 그림 9는 낮은 공진 주파수의 작은 변화를 보여준다.

CPW 급전부 접지면과 패치의 간격(s_2)은 50Ω 급전선과 대역폭 조절 패치의 임피던스 정합에 관련되는 변수이다.

그림 10은 사각 복사 슬롯의 가로폭(W_s)과 세로폭(L_s)이 각각 4.6mm, 3.5mm이고 패치의 가로폭(W_p)과 세

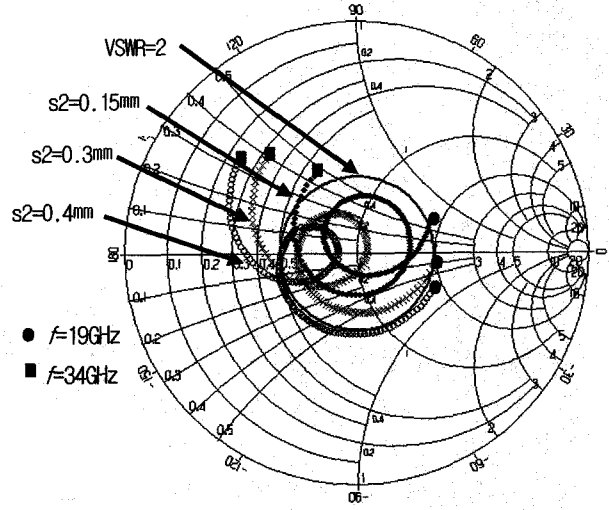


그림 10. 접지면과의 간격(s_2)에 따른 입력 임피던스 궤적의 변화: 설계 조건 $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $L_p=1.1\text{mm}$
 Fig. 10. Variation of impedance locus for the several different sizes of the space of the impedance bandwidth tuning patch(s_2): $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$, $L_p=1.1\text{mm}$.

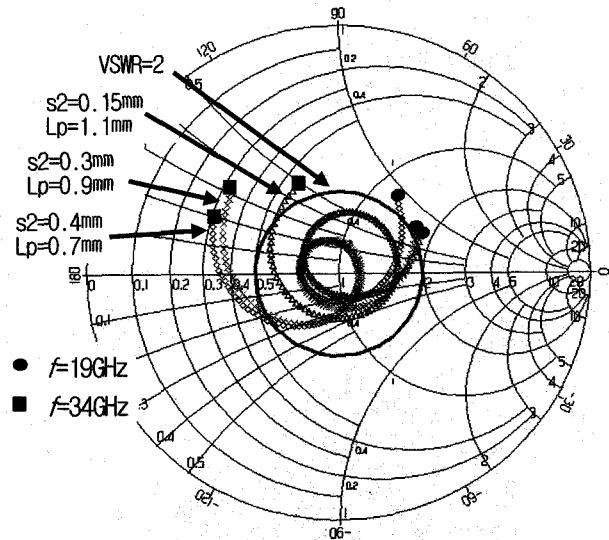


그림 11. 접지면과의 간격(s_2)과 대역폭 조절 패치 길이(L_p) 조절을 통한 임피던스 궤적의 이동: 설계 조건 $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$
 Fig. 11. Movement of impedance locus by controlling the space to ground plane(s_2) and tuning patch length (L_p): $W_s=4.6\text{mm}$, $L_s=3.5\text{mm}$, $W_p=3.1\text{mm}$.

로폭(L_p)이 3.1mm, 1.1mm인 안테나에서 s_2 의 간격을 0.15mm, 0.3mm, 0.4mm까지 변화하였을 때의 입력 임피던스 궤적을 나타낸다.

그림 10에서 보듯이 s_2 가 감소할수록 패치와 접지면 사이의 신호결합이 커지며 이때 VSWR=2인 곡선의 내

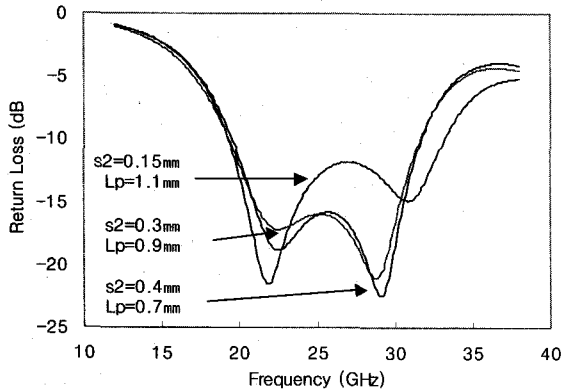


그림 12. 접지면과의 간격(s2) 및 대역폭 조절 패치 길이 (Lp)에 따른 반사손실의 변화: 설계 조건 Ws=4.6mm, Ls=3.5mm, Wp=3.1mm

Fig. 12. Variation of return loss for the space to ground plane(s2) and the length of the tuning patch (Lp): Ws=4.6mm, Ls=3.5mm, Wp=3.1mm.

부로 들어오는 임피던스 대역폭의 크기는 점차 증가하게 된다. 또한 2개의 공진 주파수 간격이 멀어져 VSWR=2 임피던스 대역폭이 증가함을 보여준다. 반면에 대역폭 조절 패치의 세로폭 (Lp=1.1mm)이 감소하며 동시에 s2가 증가하면 임피던스 궤적이 캐패시턴스 성분을 얻어서 50Ω 근방으로 접근함을 볼 수 있다.

임피던스 궤적을 50Ω인 스미스차트 중심으로 이동시키기 위해서는 간격 s2와 패치의 길이 (Lp) 크기 조절을 통해 이루어진다. 즉 간격 s2를 증가시켜 신호결합을 감소시키면 패치의 길이(Lp)를 줄이므로서 인덕턴스 성분을 감소시킴으로써 입력 임피던스를 조절할 수 있다. 그림 11은 그림 10에서 s2가 각각 0.3mm, 0.4mm인 경우 패치 길이 Lp를 조정하여 임피던스 궤적을 스미스차트 50Ω인 중심으로 이동시키는 그림이며, 그림 12는 s2 크기에 따른 반사 손실의 크기를 보여준다.

3. 안테나 설계 및 복사패턴

대역폭 조절 패치의 크기 및 위치를 조절하여 중간 주파수(f_c)를 26GHz대에서 동작 가능한 의료용 시스템에 적용하기 위해, 20GHz~30GHz 주파수 범위의 대역폭을 갖는 사각 슬롯 안테나를 설계하였다. 낮은 공진 주파수와 높은 공진 주파수를 결정하기 위해 슬롯의 가로폭 및 세로폭을 4.6mm, 3.5mm로 설정하였고, 이 때 대역폭 조절 패치의 가로폭(Wp)과 세로폭(Lp) 및 접지면 간의 간격(s2)을 조절하여 공진 주파수와 최적의 임피던스 정합조건을 찾았다. 표 1은 대역폭 조절 패치 규격 및

표 1. 제안된 사각 슬롯 안테나 설계 변수 및 측정 결과: 설계 조건 Ws=4.6mm, Ls=3.5mm

Table 1. Design parameters and measured bandwidths of proposed square slot antenna: Ws=4.6mm, Ls=3.5mm.

	Wp(mm)	Lp(mm)	s2(mm)	f_c (GHz)	BW(%, GHz)
안테나 1	3.1	1.0	0.3	26.7	47.6, 21.1~33.8
안테나 2	3.4	1.0	0.3	25.9	41.6, 21.1~31.9
안테나 3	3.1	0.9	0.15	26.3	50.6, 20.5~33.8
안테나 3 (모의실험)	3.1	0.9	0.15	26.1	50.9, 20.3~33.6

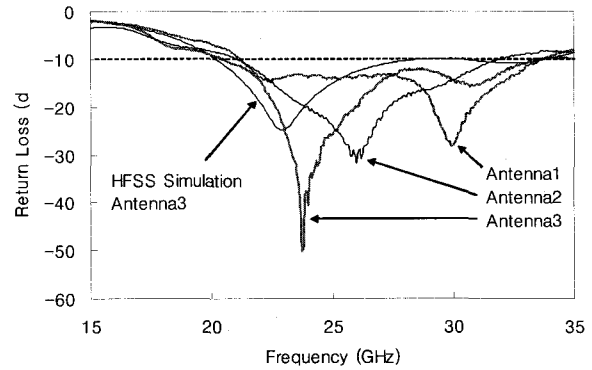


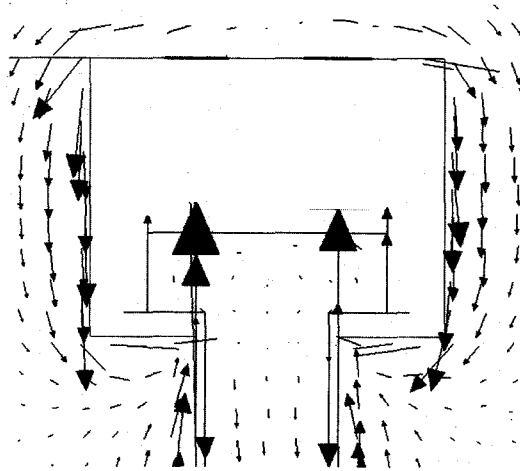
그림 13. 제안된 사각 슬롯 안테나의 모의실험 및 측정 결과: 설계 조건 Ws=4.6mm, Ls=3.5mm

Fig. 13. Measured and simulated return losses of the proposed square slot antenna: Ws=4.6mm, Ls=3.5mm.

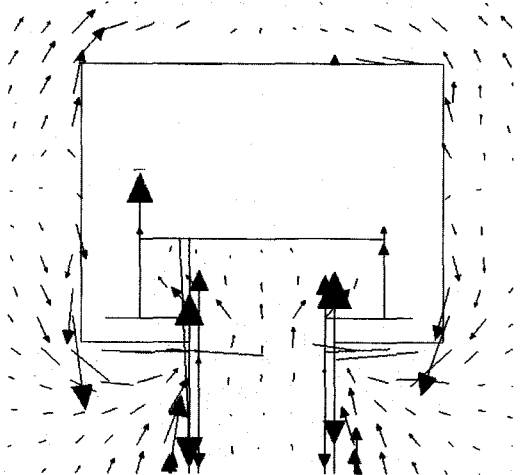
임피던스 정합조건에 따른 안테나 대역폭 특성을 보여 주며, 그림 13은 각 안테나 조건에서의 모의실험 및 측정된 반사손실을 보여준다. 표 1에서 중간주파수는 $f_c = \sqrt{f_H f_L}$ 로 정의되며 f_H 과 f_L 은 VSWR=2 임피던스 대역폭에서의 높은 공진 주파수와 낮은 공진 주파수를 나타낸다.

표 1.에서 안테나 2는 안테나 1의 조건에서 대역폭 조절 패치의 가로폭(Wp)를 증가시킨 경우로서 사각 슬롯의 세로폭과의 간격이 작아져 신호결합이 커지고 이에 따라 공진 주파수가 낮은 공진 주파수 쪽으로 이동되었다. 안테나 3은 안테나 1에 비해 s2의 간격을 축소 한 경우이며, 신호 결합이 커짐에 따라 임피던스 궤적이 작아져 VSWR=2 임피던스 대역폭이 증가됨을 보여 준다.

제안된 안테나의 사각 슬롯에서의 전계분포 및 표면 전류 분포를 HFSS 시뮬레이터를 통해 모의실험하고,



(a) Low resonant frequency ($f_L=22.0\text{GHz}$)



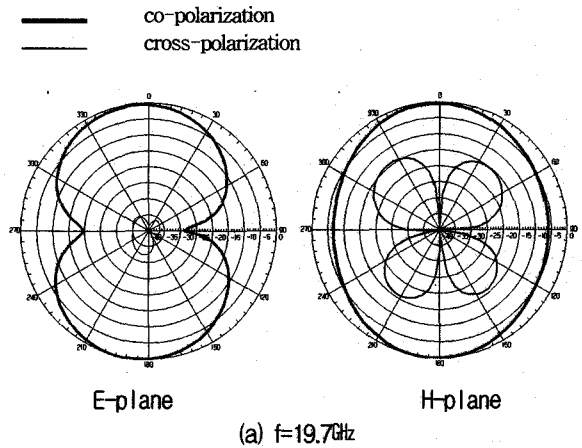
(b) High resonant frequency ($f_H=29.4\text{GHz}$)

그림 14. 사각 슬롯 안테나에서의 표면 전류 분포 모의실험(안테나1)

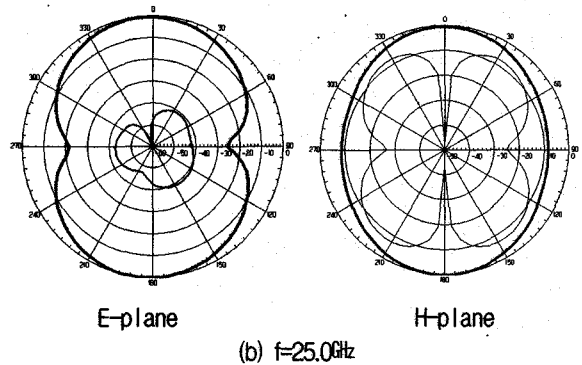
Fig. 14. Simulated surface current distribution of square slot antenna(antenna1).

분석하였다. 그림 14는 표 1의 안테나 1의 설계 조건에서 낮은 공진 주파수 및 높은 공진주파수에서의 표면 전류 분포 모의실험 결과를 보여준다. 전자기파의 복사 는 표면 전류의 수직성분에 의해 주로 발생되며, 수평 성분의 전류는 교차 편파를 발생시킨다. 높은 공진 주 파수에서는 슬롯의 세로면과의 전기장이 커짐에 따라 수평전류 밀도 성분이 증가하고 이에 따라 교차 편파가 증가되는 경향을 보인다.

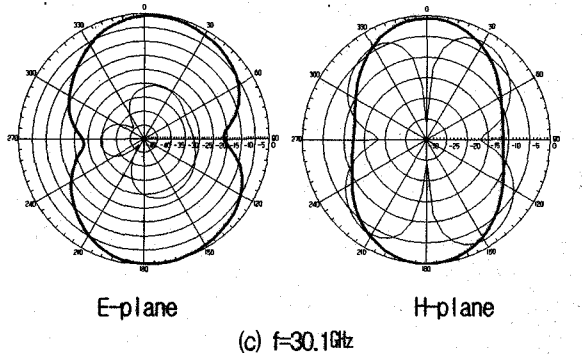
그림 15는 E평면(x-z평면) 및 H(y-z)평면의 복사 패턴을 나타내며 각각 19.7GHz, 25.0GHz, 30.1GHz에서의 안테나 1의 결과를 보여준다. 그림에서 보듯이 모든 주파수 범위에서 복사패턴은 동일한 복사패턴을 갖는다. 반면 E 평면과, H 평면 모두에서 교차 편파의 크기는 비교적



(a) $f=19.7\text{GHz}$



(b) $f=25.0\text{GHz}$



(c) $f=30.1\text{GHz}$

그림 15. 주파수에 따른 E-평면 및 H-평면 복사 패턴 (안테나1)

Fig. 15. Simulated E plane and H plane radiation pattern for various frequencies (antenna1).

크게 나타나며, 특히 고주파 공진모드에서는 측면 전계 및 표면전류의 수평성분이 커지는 이유로 교차 편파의 크기도 상대적으로 증가됨을 보여주어 모노폴 안테나로 동작하고 있음을 잘 나타내고 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 대역폭 조절 패치를 갖는 CPW 급전 사각 슬롯 안테나를 제시하였다. 안테나 설계 방법으로

서 구조적 변수인 사각 슬롯의 가로폭 및 세로폭을 조절하여 낮은 공진 주파수와 높은 공진 주파수 영역을 설정하였고, 대역폭 조절 패치를 이용하여 50Ω 임피던스 정합 조절 과정을 통하여 VSWR=2 임피던스 대역폭을 결정하였다. 20GHz~33GHz 영역에서 안테나 사각 슬롯의 가로폭을 4.6mm로, 세로폭을 3.5mm로 설정하고 대역폭 조절 패치 구조를 조절하여 안테나 대역폭 특성을 최적화한 결과, 세로폭과 가로폭의 비율이 70%에서 중간 주파수 26GHz, 50% 대역폭인 20GHz~33GHz VSWR=2 임피던스 대역폭을 얻었다. 의료용 안테나가 대역폭 조절 패치를 이용한 사각슬롯 안테나의 단순한 구조로 구현됨을 볼 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] L. Giauffret, J. -M. Laheurte, and A. Papiernik, "Study of Various Shapes of Coupling Slot in CPW-Fed Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 542-547, Apr. 1997.
- [2] A. U. Bhohe, C. L. Holloway, M. Piket-May, and R. Hall, "Wide-Band Slot Antennas With CPW Feed Lines: Hybrid and Log-Periodic Designs," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, pp. 2545-2554, 2004.
- [3] E. A. Soliman, S. Brebels, P. Delmotte, G. A. E. Vandenbosch, and E. Beyne, "Bow-Tie slot Antenna Fed by CPW," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 514-515, 1999.
- [4] X. Ding and A. F. Jacob, "CPW-Fed Slot Antenna with Wide Radiating Apertures," *Proc. Inst. Elect. Eng/ Microwave Antennas Propagation*, vol. 145, pp. 104-108, 1998.
- [5] H.-D. Chen, "Broadband CPW-Fed Square Slot Antennas With Widened Tuning Stub," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, pp. 1982-1986, 2003.
- [6] J. F. Huang and C.W. Kuo, "CPW-Fed Slot Antenna with CPW Tuning Stub Loading," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 19, pp. 257-258, 1998.

저 자 소 개



최 순 신(정회원)
 1991년 서강대학교
 전자공학과 학사 졸업.
 1993년 서강대학교
 전자공학과 석사 졸업.
 2005년 서강대학교
 전자공학과 박사 과정
 (1993-현재)

1998년 3월~현재 용인송담대학 디지털
 정보과 조교수
 <주관심분야 : 안테나, SoC>



김 준 일(정회원)
 1996년 서강대학교
 전자공학과 학사 졸업.
 1998년 서강대학교
 전자공학과 석사 졸업.
 2005년 서강대학교
 전자공학과 박사 과정
 (2003-현재)

1998년 2월~2003년 6월 (주)삼성전기
 중앙연구소 선임연구원
 <주관심분야 : 초고주파 복합모듈 설계, RF
 system package, SoP, SiP>

지 용(정회원)
 제31권 A편 제3호 참조
 현재 서강대학교 전자공학과 교수