

# 평행 결합 선로를 이용한 복합 광대역 기법 적용 마이크로스트립 안테나에 관한 연구

## A Study on Compound Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antennas using the Parallel Coupled Lines

김정일\* · 한만군\*\* · 윤영중\*\*\*

Jeong-Il Kim\* · Man-Gun Han\*\* · Young-Joong Yoon\*\*\*

### 요 약

본 논문에서는 이미 설계된 기생 패치 구조와 적층 구조 광대역 마이크로스트립 안테나에 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 결합하여 쉽게 추가적인 대역폭 증가를 이룰 수 있음을 제안하였다. 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로 설계를 위하여 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 제시하였고, 설계·제작한 안테나의 측정 결과 기생 패치 구조와 적층 구조에서 각각 약 1.6배와 1.5배의 추가적인 임피던스 대역폭 증가를 이룰 수 있었다. 그리고 방사 패턴과 측정된 이득을 보면 평행 결합 선로의 결합으로 인한 방사 패턴에서의 큰 변화는 보이지 않았지만, 이득에서는 평행 결합 선로 부분의 커플링 손실로 인해 최대 이득이 약 1 dB와 0.5 dB 정도 감소하는 것을 확인할 수 있었다.

### Abstract

In this paper, parasitic patches gap-coupled microstrip antenna and stacked microstrip patch antenna combined with parallel coupled lines, which are a kind of wideband impedance matching network, are proposed to get the wider bandwidth. The iterative method using a distributed network is proposed to design the parallel coupled lines as a wideband impedance matching network. Measurements show that the proposed antennas provide wider bandwidths ~1.6 times and ~1.5 times those of conventional parasitic gap-coupled microstrip patch antenna and stacked microstrip patch antenna. In addition, measured radiation patterns show no serious variation of radiation patterns though the parallel coupled lines is added. The antenna gain is, however, lowered about 1 dB and 0.5 dB by the coupling loss in the parallel coupled lines.

### 1. 서 론

소형, 경량, 박형, 저가, 대량 생산의 용이성 때문에 무선 통신 분야에서 많은 주목을 받고 있는 마이크로스트립 패치 안테나는 좁은 임피던스 대역폭 때문에 많은 응용 분야에 적용되는데 문제점을 보

여왔다. 그래서 이러한 좁은 임피던스 대역폭을 개선하기 위하여 적층 구조<sup>[1]</sup>, 기생 패치 구조<sup>[2]</sup>, 광대역 임피던스 정합 회로 결합<sup>[3]</sup>, 패치에 슬롯 삽입<sup>[4]</sup> 등과 같은 여러 광대역 기법들이 개발되어 왔다. 이런 연구들과 더불어 최근 여러 광대역 기법들을 결합하여 좀 더 향상된 임피던스 대역폭을 얻으려는

\*한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunication Research Center)

\*\*연세대학교 전기전자공학과(Dept. Electrical & Electronic Eng., Yonsei Univ.)

\*\*\*연세대학교 기계·전자공학과(Dept. Electrical & Mechanical Eng., Yonsei Univ.)

· 논문 번호 : 20010212-017

· 수정완료일자 : 2001년 7월 7일

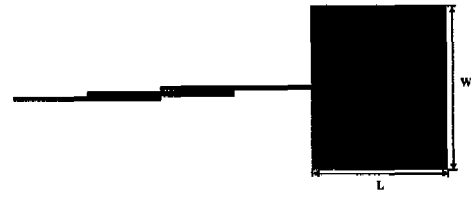
시도 역시 이루어지고 있다.<sup>[5],[6]</sup>

이 중 광대역 임피던스 정합 회로를 이용하여 마이크로스트립 패치 안테나의 임피던스 대역폭을 증가시킬 때에는 방사 소자 자체를 변화시키지 않는다는 특징을 가진다. 이것은 기존의 설계된 광대역 마이크로스트립 안테나에 광대역 임피던스 정합 회로를 결합하여 좀 더 증가된 대역폭을 얻을 수 있음을 의미한다. 즉, 부가적인 대역폭 향상을 위하여 새로이 광대역 마이크로스트립 안테나를 설계할 필요없이 광대역 임피던스 정합 회로만 부착하면 된다는 것이다.

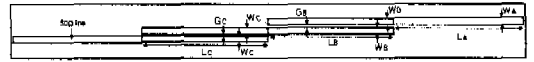
그러므로 본 논문에서는 대표적인 광대역 기법인 기생 패치 구조와 적층 구조를 이용한 광대역 마이크로스트립 안테나에 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 결합하여 부가적인 임피던스 대역폭 향상을 이룰 수 있음을 제시하고자 한다. 이를 위해 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 구현하는 방법을 제시하고, 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조와 적층 구조 광대역 마이크로스트립 안테나를 설계 및 제작하여 그 특성을 고찰하였다.

## II. 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로 구현

그림 1은 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로가 결합된 광대역 마이크로스트립 안테나이다. 광대역 임피던스 정합 회로를 이용한 마이크로스트립 안테나의 임피던스 대역폭 증가 방법은 Pues와 Van De Capelle<sup>[3]</sup>에 의해 제안되었는데, 주파수에 따라 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스는 빠르게 변화하지만 방사 패턴이나 이득은 큰 변화가 없다는 사실을 기반으로 한다. 그러므로 마이크로스트립 패치와 50 Ω 전송 선로 사이에 광대역 임피던스 정합 회로를 삽입하여 마이크로스트립 안테나의 주파수에 따른 빠른 임피던스 변화를 보상해 주면 임피던스 대역폭을 증가시킬 수 있다. 광대역 임피던스 정합 회로는 저역 통과(low pass)나 고역 통과(high pass), 그리고 대역 통과(band pass) 특성을 가지는 형태가 사용될 수 있는데, 마이크로스트립 안테나에서는 패치의 공진 특성 때문에



(a) 전체 마이크로스트립 안테나의 구조  
(a) Configuration of antenna



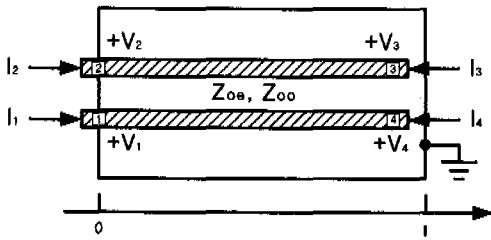
(b) 광대역 임피던스 정합 회로 부분의 구조  
(b) Geometry dimensions of wideband impedance matching network

그림 1. 평행 결합 선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 패치 안테나

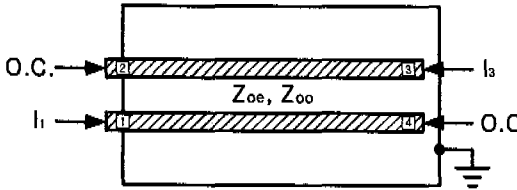
Fig. 1. Wideband microstrip patch antenna using parallel coupled lines.

대역 통과 특성이 더 나은 성능을 보여준다.<sup>[7]</sup> 본 논문에서는 배열 안테나 구조로 확장이 용이하고 DC 차단 역할을 할 수 있는 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로<sup>[8]</sup>를 사용하였다.

광대역 임피던스 정합 회로를 구현하기 위해서 해석적인 방법<sup>[3]</sup>이나 반복적인 방법인 SRFT(Simplified Real Frequency Technique)<sup>[7]</sup>이 주로 사용되었는데, 두 방법 모두 정합 회로의 L, C값을 구하는 방법이기에 때문에 마이크로스트립 선로와 같은 분포 회로 형태의 정합 회로를 구현하기 위해서는 L, C회로를 분포 회로로 변환하는 복잡한 과정을 거쳐야 한다. 그래서 본 논문에서는 분포 회로 형태의 정합 회로 크기를 직접 변수로 사용하여 반복적인 방법으로 광대역 임피던스 정합 회로를 구현하는 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 제시한다. 이 때 측정이나 시뮬레이션을 통해 얻은 실제 마이크로스트립 안테나의 주파수에 따른 입력 임피던스 데이터를 이용하여 되는데, 입력포트에서 원하는 대역폭을 얻기 위해서는 임의의 부하가 한 쪽 포트에 연결된 평행 결합 선로의 다른 쪽 포트에서의 입력 임피던스를 알아야 한다. 이 입력 임피던스는 그림 2(b)의 대역 통과 응답을 가지는 2-포트 평행 결합 선로의 AB



(a) 포트 전압과 전류로 정의한 평행 결합 선로  
 (a) A parallel coupled line section with port voltage and current definitions



(b) 대역 통과 응답을 가지는 2-포트 평행 결합 선로  
 (b) A two-port parallel coupled line section having a bandpass response

그림 2. 평행 결합 선로에 대한 정의  
 Fig. 2. Definitions of parallel coupled line section.

CD 파라미터를 통해 구할 수 있다.

평행 결합 선로를 그림 2(a)와 같이 포트 전압과 전류의 정의와 함께 나타낼 수 있다. Even-mode와 odd-mode 여기의 중첩을 고려해 4-포트 회로에 대한 개방 회로 임피던스 행렬을 유도하면 다음과 같다.<sup>[9]</sup>

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = \frac{-j}{2} (Z_{oe} + Z_{oo}) \cot \beta l \quad (1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = \frac{-j}{2} (Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \beta l \quad (2)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = \frac{-j}{2} (Z_{oe} - Z_{oo}) \csc \beta l \quad (3)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = \frac{-j}{2} (Z_{oe} + Z_{oo}) \csc \beta l \quad (4)$$

만약 그림 2(b)와 같이 포트 2와 4를 개방시키면  $I_2 = I_4 = 0$ 이 되고 4-포트 임피던스 행렬은 다음과 같이 간단히 된다.

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{13}I_3 \quad (5)$$

$$V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{33}I_3 \quad (6)$$

임의의 2-포트 회로에서 한 쪽이  $Z_L$ 로 종단된 경우, 다른 쪽에서 2-포트 회로 쪽으로 바라다 본 입력 임피던스는 다음과 같이 2-포트 회로의 ABCD 파라미터로 나타낼 수 있다.

$$Z_{in} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (7)$$

그러므로 2-포트 회로의 파라미터 변환식을 이용하여 임피던스 행렬로부터 ABCD 파라미터를 유도하면 한 쪽 포트에서 임의의 부하를 가지는 개방 조건 평행 결합 선로의 다른 쪽 포트에서의 입력 임피던스를 구할 수 있다. 다음은 임피던스 행렬로부터 ABCD 파라미터를 유도하는 파라미터 변환식이다.

$$A = \frac{Z_{11}}{Z_{31}}, \quad B = \frac{|Z|}{Z_{31}}, \quad C = \frac{1}{Z_{31}}, \quad D = \frac{Z_{33}}{Z_{31}} \quad (8)$$

여기서

$$|Z| = Z_{11}Z_{33} - Z_{13}Z_{31} \quad (9)$$

이다.

평행 결합 선로의 폭과 길이, 그리고 간격이 주어지면 even-mode와 odd-mode의 유효 유전율  $\epsilon_{ree}$ ,  $\epsilon_{reo}$ 와 특성 임피던스  $Z_{oe}$ ,  $Z_{oo}$ , 그리고 평행 결합 선로에서의 파장  $\lambda_g$ 를 구할 수 있다<sup>[10],[11]</sup>. 그 결과 임의의 부하  $Z_L(f)$ 가 한 쪽 포트에 연결된 평행 결합 선로의 다른 쪽 포트에서의 입력 임피던스  $Z_{in}(Z_{oe}, Z_{oo}, \beta l)$ 을 식 (7)로부터 구해 평행 결합 선로와 마이크로스트립 안테나가 포함된 전체 안테나의 주파수에 따른 반사 손실을 계산할 수 있다.

$$\Gamma(f) = \frac{Z_{in}(f) - Z_0}{Z_{in}(f) + Z_0} \quad (10)$$

$$RL(f) = -20 \log |\Gamma(f)| \quad (11)$$

이 계산된 주파수에 따른 반사 손실들을 정해진 주파수 대역의 정해진 반사 손실과 비교하여 원하는 값을 만족하는지 결정하는데, 만약 만족시키지 못한다면 정합 회로의 폭과 길이, 간격들을 변화시켜 최적화를 시킨다. 이 때 변수의 초기값은 보통 길이가  $\lambda_g/4$ 이고 폭과 간격이  $50\Omega$ 이 되도록 한다.

### Ⅲ. 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나

기생 패치를 이용한 광대역 마이크로스트립 안테나에서 기생 패치의 길이는 구동 패치(driven patch)의 길이와 약간 다르게 설계되어 각각의 공진 주파수가 조금씩 차이가 나도록 위치, 광대역 특성을 보이게 된다. 이 때 패치에서의 fringing field 때문에 구동 패치와 기생 패치 간의 커플링(coupling)이 발생, 기생 패치가 동작하게 된다. 광대역 특성을 의미하는 스미스 차트에서의 작은 루프 크기는 기생 패치와 구동 패치 간의 간격에 의해 결정되는데, 보통 기판의 두께와 비슷하게 선택된다. 그리고 스미스 차트에서의 작은 루프 위치는 급전에 의해 결정된다.<sup>[12]</sup>

그림 3은 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나에 평행 결합 선로가 결합된 구조이다. 기생 패치 구조에서 새로운 공진 주파수가 기존의 공진 주파수보다 높은 주파수에서 생기도록 기생 패치의 길이를 0.6mm 작게 하여 방사 모서리 주위에 두었으며, 비방사 모서리에 offset 급전 방식(offset= 1.19mm)과 평행 결합 선로를 이용하여 광대역 임피던스 정합 회로를 구현하였다.

그림 4는 비유전율과 두께가 각각  $\epsilon_r=2.5$ ,  $h=0.508\text{ mm}(0.0169\lambda_0\text{ at }10\text{ GHz})$ 인 Taconic社의 TLX-9-0200 기판을 사용하여 X-band에서 동작하도록

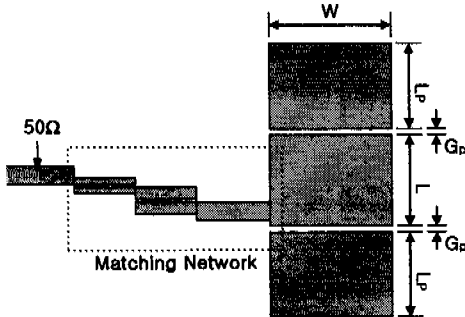


그림 3. 평행 결합 선로를 결합한 기생 패치 구조  
Fig. 3. Parasitic gap-coupled microstrip patch antenna with the parallel coupled lines.

표 1. 평행 결합 선로 부분의 크기

Table 1. Design parameters of the parallel coupled lines. (Unit : mm)

종류	$W_A$	$L_A$	$W_B$	$L_B$	$G_B$	$W_C$	$L_C$	$G_C$	$W_{50}$
기생 패치 구조	2.08	9.51	1.05	5.48	0.18	0.72	4.34	0.1	1.42
적층 구조	2.84	4.79	0.31	3.25	0.12	0.16	3.25	0.16	2.46

설계된 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나의 시뮬레이션 결과이다. 이 결과는 모멘트법을 사용하는 Ansoft社의 full-wave 시뮬레이터 Ensemble을 이용하여 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나의 주파수에 따른 입력 임피던스 데이터를 구한 다음, 본 논문에서 제시된 분포 회로 방식의 반복적인 방법으로 계산한 것이다. 제시된 방법의 타당성을 알아보기 위하여 실제 측정 결과를 그림 4에 함께 나타내었는데, 시뮬레이션 결과와 실제 측정 결과가 비교적 유사한 것을 알 수 있다. 패치 크기  $L$ 과  $L_p$ ,  $W$  그리고 패치 간 간격  $G_p$ 는 각각 9.1 mm, 8.5 mm, 11.34 mm, 0.5 mm이고, 평행 결합 선로 부분의 크기는 표 1에 주어지 있다.

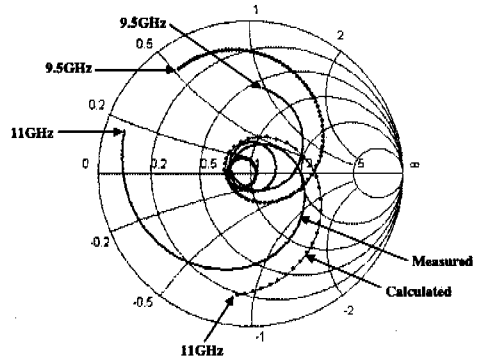
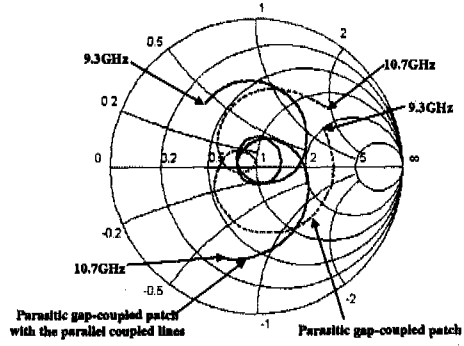
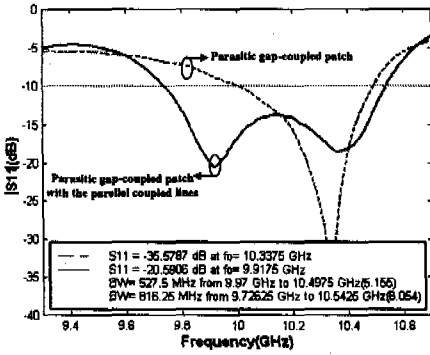


그림 4. 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나의 주파수에 따른 입력 임피던스 변화 (계산값 및 측정값)

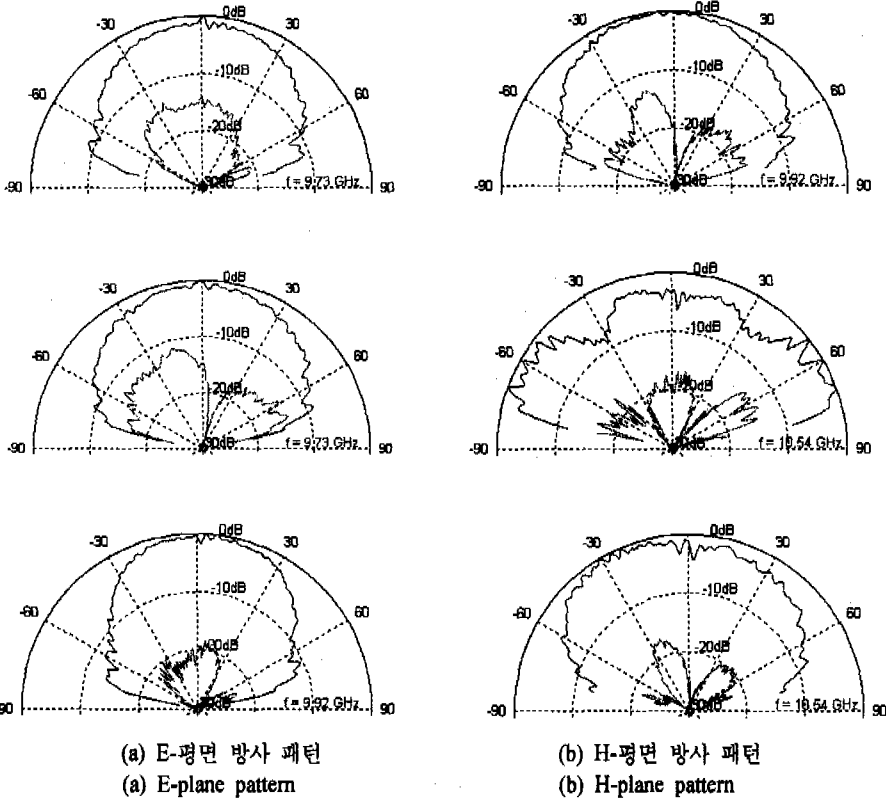
Fig. 4. Input impedance versus frequency of the parasitic gap-coupled microstrip patch antenna with the parallel coupled lines (Calculation and Measurement).



(a) 반사 손실  
(a) Return loss

(b) 스미스 차트  
(b) Smith chart

그림 5. 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나의 측정 결과  
Fig. 5. Measured results of parasitic gap-coupled microstrip patch antenna.



(a) E-평면 방사 패턴  
(a) E-plane pattern

(b) H-평면 방사 패턴  
(b) H-plane pattern

그림 6. 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나 방사패턴  
( $f=9.73$  GHz,  $9.92$  GHz,  $10.54$  GHz)  
Fig. 6. Radiation patterns of the parasitic gap-coupled microstrip patch antenna with the parallel coupled lines ( $f= 9.73$  GHz,  $9.92$  GHz,  $10.54$  GHz).

제작된 평행 결합 선로를 결합한 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나의 반사 손실 및 스미스 차트에서의 주파수에 따른 임피던스 변화가 그림 5에 나타나 있다. 대역폭 향상에 대한 비교를 위해 평행 결합 선로를 결합하지 않은  $\lambda/4$  임피던스 변환기를 사용한 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나를 같이 제작하여 측정하였다. 측정 결과를 보면 평행 결합 선로를 결합하여 반사손실  $\geq 10$  dB인 대역폭이 527.5 MHz(5.2%)에서 816.25 MHz(8.1 %)로 약 1.6배 증가되었는데, 스미스 차트에서도 중심 부근에서 작은 루프 2개가 발생한 것을 확인할 수 있다.

그림 6은 평행 결합 선로를 결합한 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나의 방사 패턴을 보여주고 있다. 이 방사 패턴은 NSI社 평면형 near field measurement 장비를 통해 실내 환경에서 얻어낸 far field 방사 패턴이다. 그림에서 알 수 있듯이 H-평면의 방사 패턴은 주파수에 따라 안정적이지만, E-평면 방사 패턴은 주파수가 높아짐에 따라 빔폭이 조금씩 줄어들면서 방사 패턴이 왜곡되는 것을 볼 수 있다. 이것은 높은 주파수에서 공진하도록 설계된 기생 패치가 주파수가 높아짐에 따라 강하게 공진되면서 구동 패치의 표면 전류와 반대 방향의 표면 전류를 발생시켜 형성되는 것이다. 이러한 현상은 브로드사이드 방향의 안테나 이득에도 영향을 미치는데, 10.35 GHz 이상에서는 방사 패턴의 왜곡 때

문에 브로드사이드 방향의 안테나 이득이 급격히 떨어지게 된다. 그리고 평행 결합 선로 부분의 커플링 손실에 의해 안테나의 최대 이득은 8.75 dBi에서 7.8 dBi로 약 1 dB 정도 감소하게 된다. 광대역 임피던스 정합 회로는 리액티브 정합 회로로서 이상적으로는 손실이 존재하지 않지만, 평행 결합 선로에서의 손실로 인해 제한된 길이의 정합 회로에서 좀 더 넓은 대역폭을 얻는데 도움을 줄 수 있다. 방사패턴에서는 평행 결합 선로의 결합으로 인하여 교차 편파의 크기가 조금 증가하는 것 이외에는 변화가 거의 나타나지 않았다.

#### IV. 평행 결합 선로가 결합된 적층 구조 마이크로스트립 안테나

적층 구조를 이용한 광대역 마이크로스트립 안테나는 그림 8과 같이 기생 패치와 구동 패치를 수직적으로 적층시켜 서로 비슷한 공진 주파수를 발생, 광대역 특성을 만들게 된다. 그림 8의 마이크로스트립 선로 급전 부분에 평행 결합 선로를 사용하여 평행 결합 선로가 결합된 적층 구조 광대역 마이크로스트립 안테나를 설계 및 제작하였다. 각 층 모두 비유전율과 두께가 각각  $\epsilon_r=2.2$ ,  $h=0.7874$  mm (0.0328  $\lambda_0$  at 12.5 GHz)인 Rogers사의 Duroid 5880 기판을 사용하여 12.5 GHz 대역에서 동작하도록 설계하였다. 이때  $W_1=6.28$  mm,  $L_1=7.35$  mm,  $W_2=6.14$  mm,  $L_2=7.15$  mm, 급전 위치=1.24 mm, relief hole 지름=1 mm 이고, 평행 결합 선로의 크기는 표 1에 주어져 있다.

그림 9의 계산 결과를 보면 측정 결과와의 비교에서 기생 패치 구조의 경우보다 오차가 더 큰 것을 알 수 있는데, 이것은 사용된 기판의 전기적 두께가 두꺼워져 평행 결합 선로의 유효 유전율과 특성 임피던스, 파장 계산에 사용되는 quasi-static 방법에서의 오차가 커졌고, 또한 실제 제작에서의 기판 간 결합이 완벽하지 못해 생긴 것으로 예상된다.

제작된 평행 결합 선로를 결합한 적층 구조 마이크로스트립 안테나의 반사 손실이 그림 10에 나타나 있는데, 평행 결합 선로를 결합하여 반사손실  $\geq 10$  dB인 대역폭이 1,950 MHz(15.54%)에서 2,800 MHz (22.63%)로 약 1.5 배 증가되었다. 그리고 스미스 차

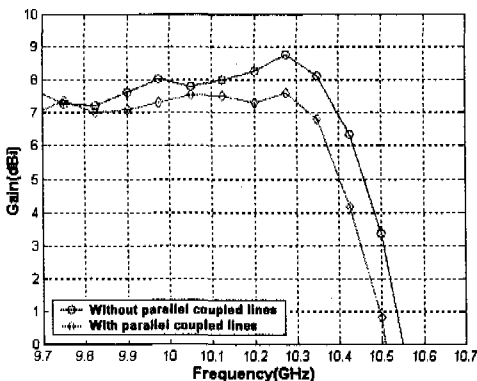
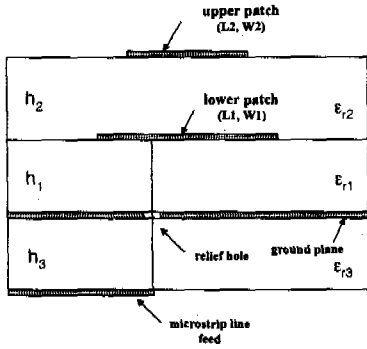
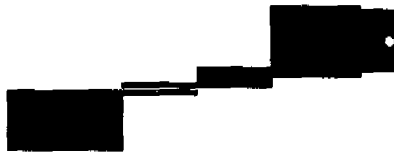


그림 7. 기생 패치 구조의 안테나 이득  
Fig. 7. Measured antenna gains of the parasitic gap-coupled microstrip patch antenna.



(a) 적층 구조 마이크로스트립 안테나의 단면도  
(a) Cross-section of substrate geometry



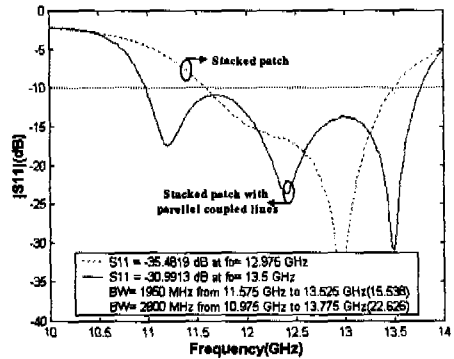
(b) 평행 결합 선로의 구조  
(b) Geometry of parallel coupled lines

그림 8. 평행 결합 선로를 결합한 via-hole 급전 방식의 적층 구조 마이크로스트립 안테나

Fig. 8. Stacked microstrip patch antenna fed by via-hole with the parallel coupled lines.

트에서 기존의 중심 부근 작은 루프 이외에 또 다른 루프가 형성된 것은 확인할 수 있다.

측정된 방사 패턴에서는 평행 결합 선로 부분이 접지면에 의해 패치와 분리되기 때문에 평행 결합 선로를 결합하여도 브로드사이드 방향의 동일 편파와 교차 편파는 큰 변화를 보이지 않았다. 하지만 반대 방향으로서는 평행 결합 선로에서의 불요 방사로 인해 back lobe가 비교적 크게 나타나게 된다. 그리고 적층 구조 역시 평행 결합 선로 부분의 커플링 손실 때문에 최대 이득이 7.02 dBi에서 6.5 dBi로 약 0.5 dB 정도 감소하였고, 평행 결합 선로의 대역통과 특성 때문에 대역폭 밖의 주파수에서는 이득이



(a) 반사 손실  
(a) Return loss

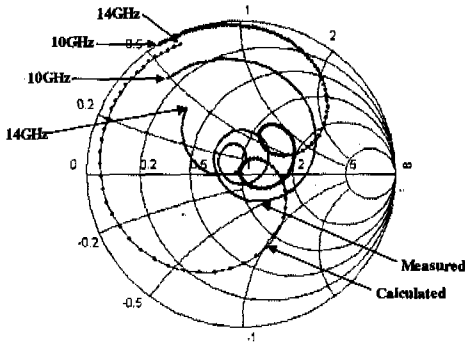
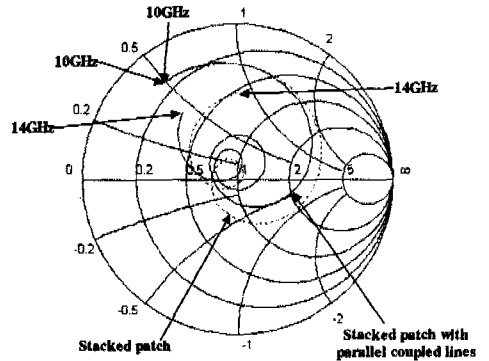


그림 9. 평행 결합 선로가 결합된 적층 구조 마이크로스트립 안테나의 주파수에 따른 입력 임피던스 변화(계산값 및 측정값)

Fig. 9. Input impedance versus frequency of the stacked microstrip patch antenna with the parallel coupled lines(Calculation and Measurement).



(b) 스미스 차트  
(b) Smith chart

그림 10. 적층 구조 마이크로스트립 안테나의 측정 결과

Fig. 10. Measured results of stacked microstrip patch antenna.

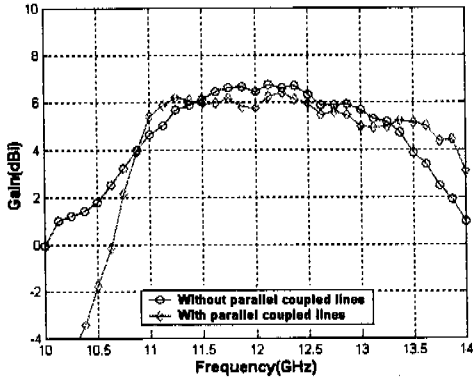


그림 11. 적층 구조의 안테나 이득  
 Fig. 11. Measured antenna gains of the stacked microstrip patch antenna.

비교적 급격히 떨어짐을 알 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 기생 패치 구조와 적층 구조의 광대역 마이크로스트립 안테나에 결합하여 반사 손실  $\geq 10$  dB를 기준으로 각각 약 1.6배와 1.5배의 임피던스 대역폭 증가를 얻을 수 있었다. 또한 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 구현하기 위한 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 제시하여 그 타당성을 알아보았다. 광대역 임피던스 정합 회로를 이용하여 마이크로스트립 안테나의 임피던스 대역폭을 증가시킬 때에는 방사 소자 자체를 변화시키지 않기 때문에, 기존의 설계된 광대역 마이크로스트립 안테나로부터 쉽게 추가적인 임피던스 대역폭 증가를 얻을 수 있다. 평행 결합 선로를 결합하여 방사 패턴의 큰 변화는 나타나지 않았지만, 평행 결합 선로 부분의 커플링 손실 때문에 최대 이득이 약 1 dB와 0.5 dB 정도 감소하였다.

이와 같이 제시된 방법을 통해 기존의 광대역 기법으로 설계한 마이크로스트립 안테나로부터 추가적인 대역폭 증가를 쉽게 이룰 수 있기 때문에 최근 증가하고 있는 광대역 무선 서비스 분야에서 사용될 수 있는 효율적인 광대역 마이크로스트립 안테

나 설계가 가능할 것이다. 그리고 제시된 방법이 단일 소자에 적용될 때에는 안테나의 크기가 증가하기 때문에, 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로가 배열 안테나에 적용하기에 적합하다는 사실을 이용하여 배열 안테나로 확장시키는 연구가 진행될 것이다.

### 참 고 문 헌

- [1] R. Q. Lee, K. F. Lee and J. Bobinchak, "Characteristics of a two-layer electro-magnetically coupled rectangular patch antenna", *Electron. Lett.*, vol. 23, pp. 1070-1072, Sep. 1987.
- [2] G. Kumar and K. C. Gupta, "Broadband Microstrip Antennas Using Additional Resonators Gap-Coupled to the Radiating Edges", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 1375-1379, Dec. 1984.
- [3] H. G. Pues and A. R. Van De Capelle, "An Impedance-Matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no 11, pp. 1345-1354, Nov. 1989.
- [4] T. Huynh and K. F. Lee, "Single-layer single-patch wideband microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1310-1312, Aug. 1995.
- [5] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse and D. M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 1245- 1251, Sep. 1998.
- [6] C. L. Lee, B. L. Ooi, and X. D. A. Zhou, "Broadband Air-Filled Stacked U-slot Patch Antenna", *IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, vol. 1, pp. 174-177, 1999.
- [7] H. An, B. K. J. C. Nauwelaers and A. R. Van De Capelle, "Broadband Microstrip Antenna Design with the Simplified Real Frequency Technique", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, no 2, pp. 129-136, Feb. 1994.
- [8] J. I. Kim and Y. J. Yoon, "Design of wideband



- microstrip array antennas using the coupled lines", *IEEE Antennas Propagat. Soc., Int. Symp. Dig.*, vol. 3, pp.1410-1413, 2000.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley and Sons, 1998.
- [10] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for Parallel Coupled Microstrip Lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, pp. 83-90, Jan. 1984.
- [11] B. Easter and B. S. Shivashankaran, "Some Results on the Edge-Coupled Microstrip Section as an Impedance Transformer", *IEEE J. Microwave, Opt. Acoust.*, vol. 3, pp. 63-66, Mar. 1979.
- [12] R. A. Sainati, *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*, Artech House, 1996.

김 정 일



1999년 2월: 연세대학교 전파공학과(공학사)  
 2001년 2월: 연세대학교 전기전자공학(공학석사)  
 2001년 2월~현재: ETRI 연구원  
 [주 관심분야] 광대역 안테나, 마이크로파 회로 설계

한 만 군



1996년 2월: 공군사관학교 항공공학과(공학사)  
 2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 안테나, 마이크로파 회로 분야

윤 영 중



1981년: 연세대학교 전자공학과(공학사)  
 1986년: 연세대학교 전자공학과(공학석사)  
 1991년: Georgia Institute of Technology(공학박사)  
 1992년~1993년: ETRI 위성통신

기술연구단

1993년~현재: 연세대학교 기계·전자공학부 부교수  
 [주 관심분야] 마이크로파, 안테나, 전파전파, 고온 초전도, EMI/EMC