

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

김 정 일, 한 만 군, 윤 영 중
연세대학교 전기·전자공학과

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

Jeong Il Kim, Man Gun Han, Young Joong Yoon
Dept. of Electrical and Electronic Eng., Yonsei Univ.

요약

본 논문에서는 기생 패치 구조와 적층 구조의 광대역 마이크로스트립 안테나에 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 결합하여 쉽게 추가적인 임피던스 대역폭 개선을 얻을 수 있음을 제안하였다. 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로 설계를 위하여 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 제시하였고, 설계·제작 결과 기생 패치 구조와 적층 구조에서 각각 56.23%와 16.45%의 추가적인 임피던스 대역폭 개선을 이룰 수 있었다. 그리고 방사 패턴과 측정된 이득을 보면 평행 결합 선로의 결합으로 인한 방사 패턴에서의 큰 변화는 보이지 않았고, 이득에서는 평행 결합 선로 부분의 커플링 손실로 인해 최대 이득이 약 1dB 정도 감소하는 것을 확인할 수 있었다.

I. 서론

소형, 경량, 박형, 저가, 대량 생산의 용이성 때문에 많은 주목을 받고 있는 마이크로스트립 패치 안테나는 좁은 임피던스 대역폭 때문에 많은 응용 분야에 적용되는데 문제점을 보여왔다. 그래서 이러한 좁은 임피던스 대역폭을 개선하기 위해 적층 구조, 기생 패치 구조, 광대역 임피던스 정합 회로 결합, 패치에 슬롯 삽입 등과 같은 여러 광대역 방법들이 개발되어 왔다. 이런 연구들과 더불어 최근 여러 광대역 기법들을 결합하여 좀 더 향상된 임피던스 대역폭을 얻으려는 시도 역시 이루어지고 있다.^{[1][2]}

광대역 임피던스 정합 회로를 이용하여 마이크로스트립 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 개선된 대역폭을 얻을 수 있음을 의미한다. 즉, 부가적인 대역폭 향상을 위하여 새로이 광대역 마이크로스트립 안테나를 설계할 필요없이 광대역 임피던스 정합 회로를 부착하면 된다는 것이다.

그러므로 본 논문에서는 기생 패치 구조와 적층 구조의 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 회로 구현법을 알아보고, 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조와 적층 구조 광대역 마이크로스트립 안테나를 설계 및 제작, 측정을 통해 그 특성을 고찰하였다.

II. 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로 구현

배열 안테나 구조로 확장이 용이하고 DC 차단 역할을 할 수 있는 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로^[3]를 실제 마이크로스트립 안테나의 주파수에 따른 입력 임피던스 데이터를 이용한 분포 회로 방식의 반복적인 방법으로 구현하고자 한다. 그러기 위해서는 임의의 부하가 한 쪽 포트에 연결된 평행 결합 선로의 다른 쪽 포트에서의 입력 임피던스를 알아야 한다. 이 입력 임피던스는 그림 1(b)의 대역 통과 응답을 가지는 2-포트 평행 결합 선로의 ABCD 파라미터를 통해 구할 수 있다.

평행 결합 선로를 그림 1(a)와 같이 포트 전압과 전류의 정의와 함께 나타내면, even-mode와 odd-mode 여기의 중첩을 고려해 4-포트 회로에 대한 개방 회로 임피던스 행렬을 유도할 수 있다.^[4]

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

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

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

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

여기서 Z_{oe} , Z_{oo} , 그리고 β 는 평행 결합 선로의 폭과 간격이 주어질 때 참고문헌 [5]를 통해 구할 수 있다.

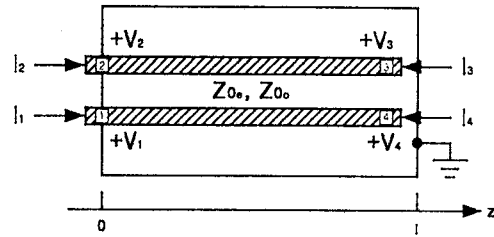
만약 그림 1(b)와 같이 포트 2와 4를 개방시키면 $I_2 = I_4 = 0$ 이 되고 4-포트 임피던스 행렬은 다음과 같이 간단히 된다.

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

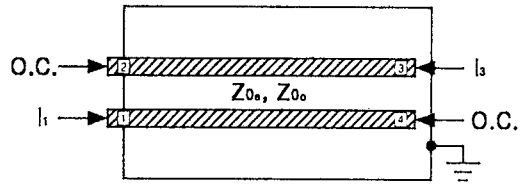
$$V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{33}I_3 \quad (6)$$

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.

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



(a) 포트 전압과 전류로 정의한 평행 결합 선로



(b) 대역 통과 응답을 가지는 2-포트 평행 결합 선로

그림 1. 평행 결합 선로에 대한 정의

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.

$$A = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \quad (8)$$

$$B = \frac{|Z|}{Z_{21}} \quad (9)$$

$$C = \frac{1}{Z_{21}} \quad (10)$$

$$D = \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \quad (11)$$

여기서

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} \quad (12)$$

이다.

이와 같이 임의의 부하가 한 쪽 포트에 연결된 평행 결합 선로의 다른 쪽 포트 입력 임피던스 $Z_{in}(Z_{oe}, Z_{oo}, \beta l)$ 을 식 (7)로부터 구해 평행 결합 선로가 포함된 전체 광대역 임피던스 정합 회로의 주파수에 따른 반사 계수를 계산할 수 있다.

$$\Gamma(f) = \frac{Z_{in}(f) - Z_0}{Z_{in}(f) + Z_0} \quad (13)$$

이 계산된 반사 계수 크기를 정해진 주파수 대역의 정해진 반사 계수 크기와 비교하여 원하는 값을 만족하는지 결정하는데, 만약 만족시키지 못한다면 정합 회로의 폭과 간격, 그리고 길이들을 변화시켜 최적화를 시킨다. 이 때 변수의 초기값은 보통 길이가 $\lambda_g/4$ 이고 폭과 간격이 50Ω 이 되도록 한다.

III. 기생 패치 구조

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 발생하게 된다. 광대역 특성에 의해 나타나는 스미스 차트에서의 작은 루프 크기는 기생 패치와 구동 패치 간의 간격에 의해 결정되는데, 보통 기판의 두께와 비슷하게 선택된다. 그리고 스미스 차트에서의 루프 위치는 급전에 의해 결정된다.^[6]

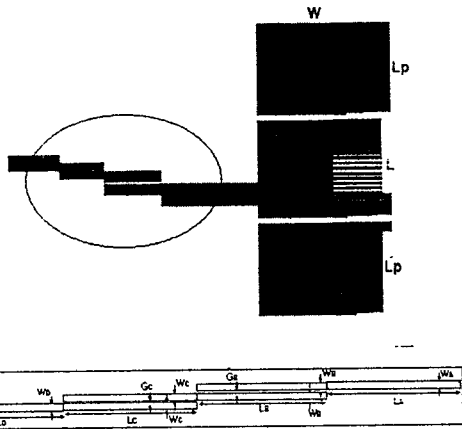
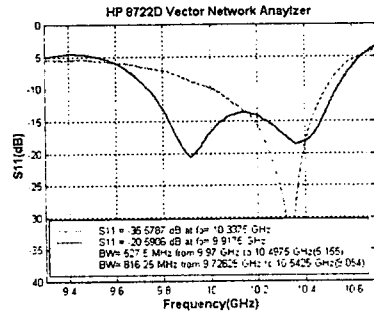


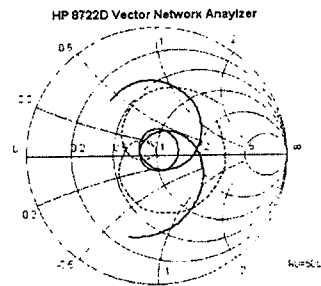
그림 2. 평행 결합 선로를 결합한 기생 패치 구조

그림 2는 기생 패치 구조에 평행 결합 선로를 부착한 마이크로스트립 안테나이다. 기생 패치 구조에서 새로운 공진 주파수가 기존의 공진 주파수보다 높은 주파수에서 생기도록 기생 패치의 길이를 0.6mm 작게 하여 방사 모서리 주위에 두었으며, offset 급전 방식(offset=1.19mm)과 평행 결합 선로를 이용하여 광대역 정합 회로를 구현하였다.

Taconic사의 TLX-9-0200 기판($\epsilon_r=2.5$, $h=0.508$ mm)을 사용하여 X-band에서 동작하도록 설계한 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나의 측정된 반사 손실과 스미스 차트에서의 주파수에 따른 임피던스 궤적이 그림 3에 나타나 있다. 이 때 $W=11.34$, $L=9.1$, $L_p=8.5$, 패치 간 간격 $=0.7$, $W_A=2.08$, $L_A=9.5$, $W_B=1.05$, $L_B=5.48$, $G_B=0.18$, $W_C=0.72$, $L_C=4.34$, $G_C=0.1$ 인데, 단위는 mm이다. 그림에서 알 수 있듯이 평행 결합 선로를 결합하여 반사 손실 ≥ 10 dB 인 대역폭이 527.5MHz(5.155%)에서 816.25MHz(8.054%)로 56.23% 개선되었는데, 스미스 차트에서도 중심 부근에서 작은 루프 2개가 발생한 것을 확인할 수 있다.



(a) 반사 손실



(b) 스미스 차트

그림 3. 기생 패치 구조의 측정 결과(점선 : 기생 패치 구조, 실선 : 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조)

하지만 기생 패치 구조의 경우 주파수가 높아짐에 따라 기생 패치가 강하게 공진되면서 구동 패치의 표면 전류와 반대 방향의 표면 전류를 발생시켜 그림 4와 같이 E-평면 방사 패턴에서 변화를 가져온다. 이처럼 기생 패치 구조는 대역폭의 증가를 가져

오지만 방사 패턴의 변화를 초래하는 단점을 가진다. 이것은 그림 5의 측정된 이득값을 통해서도 확인할 수 있는데, 10.35GHz 이상에서는 방사 패턴의 변화 때문에 이득이 급격히 떨어진다. 평행 결합 선로의 결합으로 인한 방사 패턴의 변화는 교차 편파의 크기가 조금 증가하는 것 이외에는 거의 없었으며, 평행 결합 선로에서의 커플링 손실 때문에 최대 이득이 0.99dB 감소하였다.

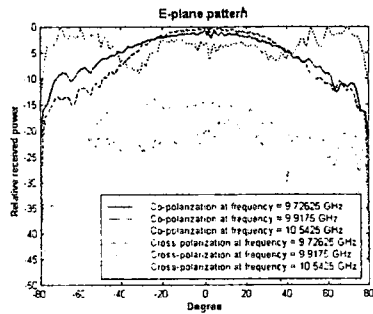


그림 4. 평행 결합 선로가 결합된 기생 패치 구조 마이크로스트립 안테나의 E-평면 방사 패턴

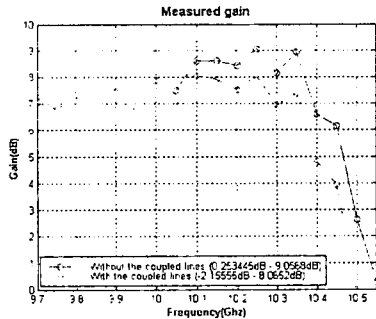


그림 5. 기생 패치 구조의 측정된 이득

IV. 적층 구조

적층 구조를 이용한 광대역 마이크로스트립 안테나는 그림 6과 같이 기생 패치와 구동 패치를 수직적으로 적층시켜 서로 비슷한 공진 주파수를 발생, 광대역 특성을 만들게 된다. 그림 6의 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 $\epsilon_r=2.2$, $h=0.7874\text{mm}$ 인 Rogers사의 Duroid 5880 기판을 사용하여 12.5GHz 대역에서 동작하도록 설계하였다. 이 때 $W_1=6.28$, $L_1=7.35$,

$W_2=6.14$, $L_2=7.15$, 급전 위치=1.24, relief hole 지름=1, $W_A=2.34$, $L_A=4.79$, $W_B=0.31$, $L_B=3.25$, $G_B=0.12$, $W_C=0.16$, $L_C=3.25$, $G_C=0.16$ 인데, 단위는 mm이다.

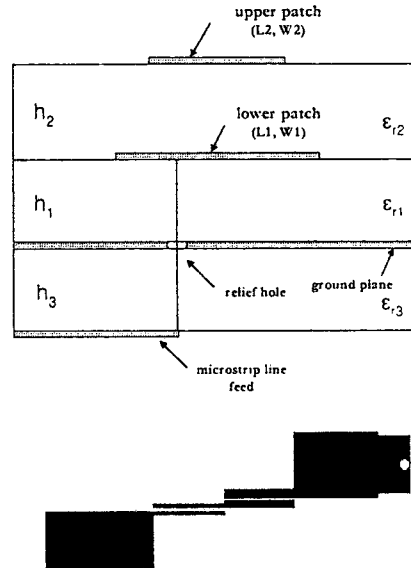
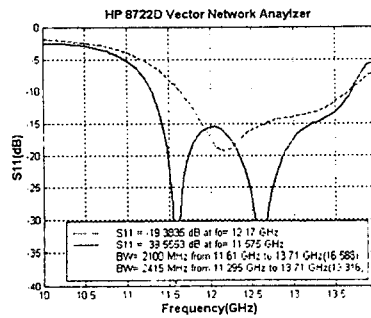
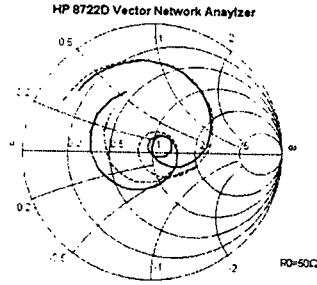


그림 6. 평행 결합 선로를 결합한 via-hole 급전 방식의 적층 구조

측정 결과를 보면 반사손실 $\geq 10\text{dB}$ 인 대역폭이 2100MHz(16.588%)에서 2415MHz(19.316%)로 16.45% 개선되었는데, 스미스 차트에서 볼 수 있듯이 스미스 차트 중심 부근에서의 작은 이중 루프의 크기가 상대적으로 작기 때문에 반사손실 $\geq 10\text{dB}$ 인 대역폭에서는 큰 대역폭 향상이 나타나지 않았다. 하지만 반사손실 $\geq 14\text{dB}$ 인 대역폭에서는 1120MHz(9.021%)에서 1960MHz(15.787%)로 75%의 대역폭 향상을 얻을 수 있었다.



(a) 반사 손실



(b) 스미스 차트

그림 7. 적층 구조의 측정 결과(점선 : 적층 구조, 실선 : 평행 결합 선로가 결합된 적층 구조)

측정된 방사 패턴의 경우 평행 결합 선로 부분이 접지면에 의해 패치와 분리되기 때문에 동일 편파와 교차 편파 모두 큰 변화를 보이지 않았다. 하지만 적층 구조 역시 평행 결합 선로 부분의 커플링 손실 때문에 최대 이득이 1.01dB 정도 감소하였다.

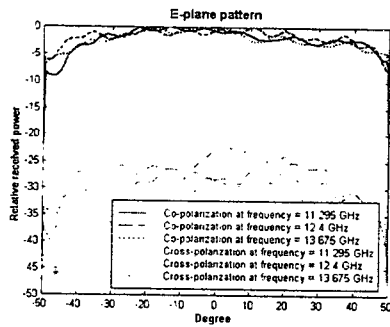


그림 8. 평행 결합 선로가 결합된 적층 구조 마이크로스트립 안테나의 E-평면 방사 패턴

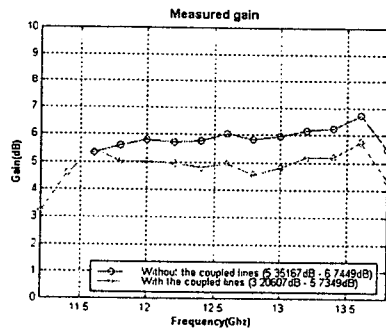


그림 9. 적층 구조의 측정된 이득

그림 4와 그림 8의 방사 패턴은 NSI社의 평면형 near field measurement 장비를 이용하여 측정하였고, 방사 패턴에서의 리플은 전자파 암실이 아닌 실내 환경에서 방사 패턴을 측정하였기 때문에 나타나는 것이다.

V. 결론

본 논문에서는 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 기생 패치 구조와 적층 구조의 광대역 마이크로스트립 안테나에 결합하여 반사 손실 10dB를 기준으로 각각 56.23%와 16.45%의 임피던스 대역폭 개선을 얻었다. 또한 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 구현하기 위한 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 제시하였다. 평행 결합 선로 결합을 통한 방사 패턴의 큰 변화는 나타나지 않았으며, 평행 결합 선로 부분의 커플링 손실 때문에 최대 이득이 약 1dB 정도 감소하였다.

이와 같이 제시된 방법을 통해 기존의 광대역 기법으로 설계한 마이크로스트립 안테나로부터 추가적인 대역폭 개선을 쉽게 이룰 수 있기 때문에 효율적인 광대역 마이크로스트립 안테나 설계가 가능할 것이다.

참고문헌

- [1] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse and D. M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas," *IEEE Trans. AP.*, vol. 46, pp. 1245-1251, Sep. 1998.
- [2] 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.
- [3] Jeong Il Kim and Young Joong Yoon, "Design of wideband microstrip array antennas using the coupled lines", *IEEE Int'l Symposium on Antennas and Propagation*, vol. 3, pp. 1410-1413, 2000.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley and Sons, 1998.
- [5] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, Artech House, 1999.
- [6] R. A. Sainati, *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*, Artech House, 1996.