

마이크로스트립 안테나의 결합계수를 이용한 광대역 임피던스 정합방법

The Bandwidth Impedance Improvement of the Microstrip Antenna with Coupling Coefficient

강 기 조, 이 병 제, 이 중 철, 김 중 헌, 김 남 영

G. C. Kang, B. Lee, J. C. Lee, N. Y. Kim and J. H. Kim
 RFIC Research and Education Center & Mission Technology Research Center,
 Kwangwoon University
 gicho@hanmail.net

요 약

마이크로스트립 안테나의 일반적인 특징중의 하나는 좁은 대역폭이다. 이 좁은 대역폭은 안테나의 입력 임피던스에 의해서 제한될 뿐 방사 패턴이나 이득의 변화에 의해서는 아니다. 그래서 안테나에서 결합계수를 조절하여 over-coupling을 만든 후 임피던스의 허수성분을 제거하는 정합회로를 사용하여 안테나의 임피던스 대역폭을 증가 시켰다.

I. 서론

마이크로스트립 안테나는 많은 장점은 작은 크기, 가벼움, 적가들이 있지만 많은 응용면에서 협대역으로 인해서 많은 제한을 받게 된다. 그래서 대역폭을 넓히는 많은 방법들이 연구되었고 예컨 들이 electrically thick element [1], stacked multipatch , multilayer element[2], multiple-resonator element [3], 등 이런 임피던스 대역폭을 넓이는 대신 구조가 복잡해지거나 방사 특성이 나빠진다는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 넓은 대역에 임피던스 정합 기술을 사용하면서 마이크로스트립 안테나 그 자체에는 어떠한 영향도 가하지 않으므로 방사 패턴에는 아무런 영향도 주지 않는다. 대신에 급전 구조에서 over-coupling을 만들어 공진 주파수에서 입력 임피던스를 넓은 대역폭으로 만드는 과정은 section II에서 설명하고 section III에서는 $\lambda/2$ 라인의 특성을 조사한 후에 $\lambda/2$ 라

인과 over-coupling의 결합에 의한 대역폭 특성을 보여 주고 section V에서는 자세한 설계과정을 적었다

II. Proximity-coupling 구조의 over-coupling

대부분의 마이크로스트립 안테나의 주파수 변화에 따른 안테나 특성을 조사해보면 임피던스변화가 가장 많은 대역폭 제한 요소이고 반면에 gain (directivity / radiation efficiency)과 방사 패턴 변화는 대역폭의 10-20%내에서는 거의 무시되어 질 수 있다 [4]. 이 같은 것은 마이크로스트립 안테나를 cavity analysis model을 적용해서 쉽게 설명되어 질 수 있다[5]. 이 model에 따르면 전체 입력 임피던스는 modal의 임피던스 합으로 표시할 수 있고 여기서 model은 병렬 공진 회로이고 전체 방사 필드는 modal의 방사 필드의 합으로 쓰여질 수 있고 각 modal 필드는 주파수에 무관한 정규화된 패턴과 주파수 의존성이 있는 상수(scalar excitation coefficient)의 곱으로 표시될 수 있다. 그러므로 주파수가 변할 때 입력 임피던스는 병렬 공진 회로로 동작하고 방사패턴(radiation pattern)은 주파수에 따라 거의 변하지 않을 것이다. 안테나의 대역폭B는 다음과 같다[5].

$$B = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{(TS-1)(S-T)}{S}} \quad (1)$$

이 된다, 여기서 $S=VSWR$ 이며 Q값을 적절히 조절하여 대역폭을 넓힐 수 있다 안테나의 Q값을 작게 했을 경우

좀더 넓은 대역폭이 나오는 것을 알 수 있다. 그림 1은 proximity coupled 마이크로 스트립 안테나의 구조이다. 안테나를 cavity라고 가정했을때 결합계수[6].

$$\beta = \frac{Q_{ohmic}}{Q_{external}} \quad (2)$$

그리고 일반적으로 $\beta > 1$ 일때를 over-coupling, $\beta = 1$ 일때를 critical-coupling, $\beta < 1$ 일때를 under-coupling, 이라고 한다. 결합계수 β 는 안테나의 Q_{ohmic} 이 일정하다고 가정할 때 커플링 저항의 크기를 조절하여 조절할 수 있다. proximity-coupling 마이크로스트립 안테나에서 그림 2처럼 배치 아래로 들어간 라인 L값을 조절하여 Q값의 변화를 simulator를 사용해서 보였다. 그림 3은 L값의 크기가 변화시킴으로써 under-coupling, critical-coupling, over-coupling 형태가 나오는 것을 알 수 있다. (그림 3은 detuned short position) 그림 3에서 알 수 있듯이 $\lambda/2$ step line을 사용하지 않아도 완전한 정합(matching)이 되는 것을 알 수 있다. 그러나 협대역이 나온다. 스미스 차트상에서 주파수에 따른 임피던스 변화 그래프를 보면 over-coupling일 때 detuned short position에서는 높은 주파수에서는 허수 성분이 커패시턴스 성분을 낮은 주파수에서는 인덕티브 성분을 일정하게 갖는 것을 알 수 있다. 이 같은 특성을 이용하여 정합회로의 허수 성분이 높은 주파수에서는 인덕티브 성분을 일정하게 갖고 낮은 주파수에서는 커패시턴스 성분을 일정하게 갖는 정합회로를 연결하여 안테나의 임피던스 대역폭을 증가시킬 수 있다는 것이다.

III. $\lambda/2$ Step line 특성

II절에서 논한 대로 정합회로의 특성이 높은 주파수에서는 허수성분이 일정하게 커패시턴스 성분을 갖고 낮은 주파수에서는 인덕티브 성분을 갖는 것으로는 병렬 L-C 공진기, $\lambda/4$ short stub를 병렬로 연결했을 때, $\lambda/2$ open stub를 병렬로 연결했을 때, $\lambda/2$ step line을 직렬로 연결했을 때도 같은 결과가 나오는 것을 알 수 있다. $\lambda/2$ step line에 대해서 설명해보면[7]

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + j Z_o \tan \beta l}{Z_o + j Z_L \tan \beta l} \quad (3)$$

위의 수식에서 주파수가 변함에 따라 라인의 길이가 일정하므로 $170 \leq \beta l \leq 190$ 로 두고 $\tan \beta l$ 은

$-0.176 \leq \tan \beta l \leq 0.176$ 으로 변하는 것을 위의 수식에 대입하면 임피던스의 실수 성분에는 큰 변화가 없고 허수 성분만 크게 변하는 것을 알 수 있다. $\lambda/2$ step line만을 따로 simulator(ensemble6)로 실험한 것이 그림 4이다. 이 그림에서 보면 높은 주파수에서는 허수 성분이 일정하게 커패시턴스 성분을 갖고 낮은 주파수에서는 인덕티브 성분을 갖는 것을 알 수 있다. 이러한 특성의 정합회로를 안테나에 연결했을 때의 비교 그림이 그림 5이다.

IV. 제작과정

12GHz대역의 DBS array 안테나에 사용되는 것으로써 대역폭은 11.7-12.7GHz로 제작하였다. 이 부분에서는 $\lambda/2$ step line을 이용한 넓은 대역 안테나를 만드는 전반적인 과정이 요약되었다. 먼저 사용주파수 대역에서의 중심 주파수를 가지고 안테나 크기를 구하고 section II에서 설명한 over-coupling 구조로 만들기 위해서 L값을 가지고 조절 한 후 이때 simulator를 사용해서 원하는 임피던스 곡선을 만들었다. 그리고 원하는 $\lambda/2$ step line의 위치와 길이를 구하기 위해서 vector network analyzer나 simulator로 안테나의 임피던스를 측정 한 후에 급전구조에 $\lambda/2$ step line을 연결한 결과가 그림 5이다.

V. 결론

$\lambda/2$ step line과 coupling의 구조를 이용한 안테나의 특징은 coupling 구조를 이용하여 스미스 차트상에서 원하는 형태의 임피던스 곡선을 만들고 $\lambda/2$ step line을 이용해서 공진 주파수 주위의 임피던스 허수성분을 제거하여 넓은 임피던스 대역폭 특성을 일었다. 대역폭은 $\lambda/2$ step line을 연결하지 않은 구조가 13%인데 비해 $\lambda/2$ step line을 연결한 경우에 18.4%가 나오는 것을 알 수 있다.

참고문헌

- [1] E.Chang, S. A. Long, and W.F Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas propagat., vol AP-34, pp.766-772, June 1986

- [2] C. H. Chen, A. Tulintseff, and R. M. Sorbello, "Broadband two-layer microstrip antenna," in IEEE Antennas propagat. Soc. Int. Symp. Dig., 1984 pp.251-254.
- [3] G. Kumar and K. C. Gupta, "Directly coupled multiple resonator wideband microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas propagat., vol AP-33 , pp.588-593, June 1985
- [4] HUGO F. PUES and ANTOINE R. VAN DE CAPELLE , "An Impedance-matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas propagat., vol AP-37 . no. 11, pp.1345-1354, Nov. 1989
- [5] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology ."IEEE Tran. Antennas Propagat.,vol. AP-29, pp.2-24, Jan. 1981
- [6] GEORE L. RAGAN 'Microwave transmission circuit', NEW YORK 1948
- [7] PETER A. RIZZI 'Microwave engineering Passive Circuits', Prentice Hall 1988

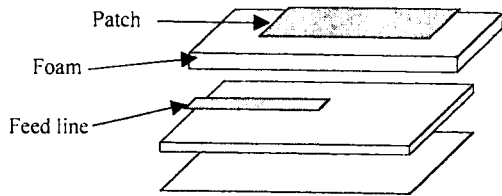


그림. 1 Proximity coupled microstrip Antenna

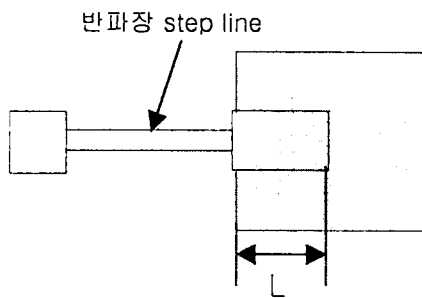


그림. 2 Top view

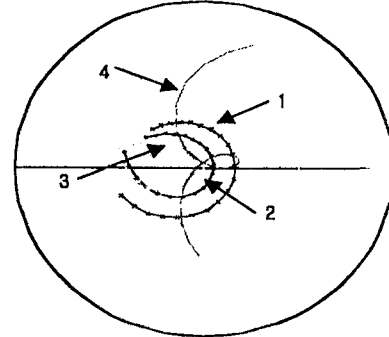


그림. 3 L값을 변화시킴
1=4.45mm, 2=4.25mm
3=4.05mm, 4= $\lambda/2$ step line의
정합회로를 사용한 것

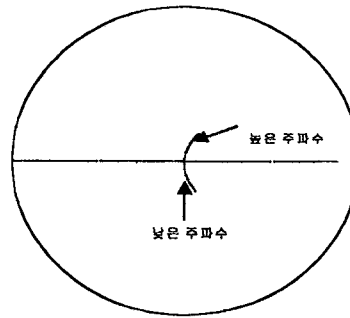


그림. 4 $\lambda/2$ step line의 simulator
결과 $Z_L = 50 \Omega$, $Z_o = 130 \Omega$

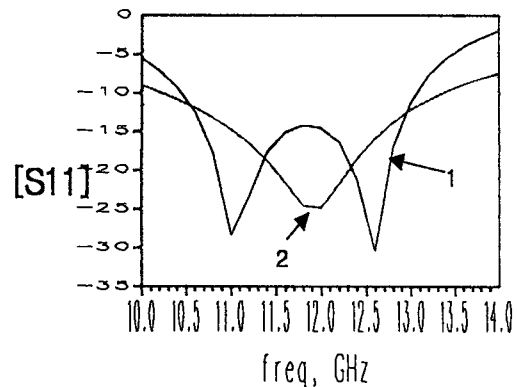


그림 5 일반적인 방법에 의한 S11(2)과 제안한
방식을 사용한 S11(1)