

# 마이크로스트립 안테나의 대역폭 개선을 위한 정합회로설계

## Matching Network Design for Improving the Bandwidth of Microstrip Antenna

전성근\* · 이종룡\* · 이우재\* · 이문수\*\*

Seong-Keun Jeon\* · Jong-Ryong Lee\* · Woo-Jae Lee\* · Mun-Soo Lee\*\*

### 요 약

마이크로스트립 안테나의 대역폭을 확장하는 기법으로 SRFT에 의한 임피던스 정합회로를 제안한다. 이 기법의 유용성은 주파수가 안테나의 입력임피던스의 공진특성에는 영향을 주고, 방사패턴과 이득 특성에는 별로 영향을 주지 않는다는 것에 기초한다. 이 기법의 특징은 안테나와 전원에 대한 이론적인 기술을 할 필요가 없고 요구되는 주파수대에서 전원과 부하의 데이터를 직접 이용한다. 또한 사전에 정합회로의 topology를 구하기 위한 전달함수의 이론적 형태가 필요없다.

본 연구에서는 구형 마이크로스트립 안테나의 해석에 전송선로 모델을 이용하고, Fano의 대역폭 확장이론을 기초로하여 원하는 주파수대에서 일정한 이득을 갖는 마이크로스트립 안테나의 정합회로를 설계하는데 SRFT를 도입하여 구조가 다른 두 개의 마이크로스트립 안테나를 제작하여 실험하였다.

그 결과, 제안된 임피던스 정합회로를 갖는 마이크로스트립 안테나는 정합회로가없는 안테나보다 약 3배의 대역폭이 확장됨을 확인하였다.

### Abstract

The impedance matching network with the simplified real frequency technique (SRFT) is proposed as a method for bandwidth enhancement of microstrip antenna. The validity of the technique is based on the relative frequency insensitivity of the radiation pattern and gain characteristics as compared to the resonant behaviour of the input impedance.

The most significant feature of this technique is that there is no need to find any analytical description of the antenna and generator, and it only utilizes directly real frequency generator and load data over the prescribed frequency band. Furthermore, it is not necessary to invent an analytic form of the system transfer function to assume a matching network topology in advance.

In this paper, the transmission line model is used to investigate the rectangular microstrip antenna, and based on the Fano's bandwidth-enlargement theory, the SRFT is introduced to design the matching networks of microstrip antennas in order to obtain a constant gain over the frequency band

「본 논문은 97년도 경상대학교 해양과학대학 부설 해양산업연구소 학술연구 조성비에 의해 연구되었음.」

\*경상대학교 정보통신공학과(Dept. of Information & Communication Eng., Gyeong Sang Nat'l University)

\*\*경상대학교 정보통신연구센터(Information & Communication Research Center, Gyeong Sang Nat'l University)

· 논문 번호 : 971110-080

· 수정완료일자 : 1998년 4월 27일

of interest.

Two representative microstrip antnnas with different structure are fabricated and tested. From these procedures, it is obtained that the proposed impedance matching networks of microstrip antenna improve the impedance bandwidth nearly three times compared to the antenna without them.

### I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 두께가 얇고, 소형, 경량으로 원하는 형태로 제작할 수 있으며, 저렴한 가격으로 대량생산이 가능하다. 특히 배열형 구성으로 첨예한 빔폭과 원하는 패턴을 얻을 수 있어 광범위한 분야에 응용되고 있다.

그러나 이득이 낮고 저출력인 단점이 있으며, 특히 본질적으로 대역폭이 좁아 시스템 응용에 많은 제약을 받는다. 따라서 마이크로스트립 안테나 소자에 대한 대역폭 증대를 위한 많은 방법이 고안되어 왔다.

마이크로스트립 안테나의 대역폭을 확장하기 위한 임피던스 정합회로 기법이 H. F. Pues와 A. R. Van de Capelle에 의해 제안되었다.<sup>[1]</sup> 마이크로스트립 패치 안테나의 입력임피던스는 주파수에 따라 변화되므로 이를 보상하기 위하여 리액티브 소자로 구성된 광대역 정합회로를 설계해야 한다. 마이크로스트립 안테나의 입력임피던스는 방사패턴과 이득에는 별로 영향을 주지 않고<sup>[2]</sup> 대역폭에만 관계되기 때문에 정합회로의 설계는 RLC공진회로로 구성되는 안테나 입력임피던스를 부하로 한 여파기를 설계하는 것과 같다.

SRFT(Simplified Real Frequency Technique)는 Carlin에 의해서 제안된 실주파수 정합<sup>[3]</sup>으로, 안테나와 전원 임피던스에 대한 등가회로나 변환전력이득을 구하는 이론적 과정이 필요없이 안테나 임피던스의 계산치나 측정치를 이용하여 직접 정합회로를 설계할 수 있다. 이 기법은 사전에 정합회로의 특성과 topology 선정을 할 필요가 없으며, 이득 대역적(gain-bandwidth product) 이론에 필요한 Hilbert변환의 수치해석을 할 필요가 없어

산시간이 단축된다. 또한 이 기법에 의해 합성된 정합회로는 이론적인 절차나 다른 기법에 의한 결과와 비교했을 때 구조가 더 간단하고 우수한 이득특성을 갖는다.

본 논문은 Fano의 대역폭 확장이론을 기초로 하여 원하는 주파수 대역에서 일정한 이득을 갖는 광대역 정합회로를 설계하는 알고리즘에 의해 SRFT를 이용하여 프로그램을 작성하여, 안테나를 제작하여 실험한다.

제작된 안테나는 임피던스 정합회로가 없는 마이크로스트립 안테나와 작성된 프로그램에 의해 설계된 정합회로를 방사체와 같은 기판상에 배치한 것과 접지판에 의해 이들을 분리 배치한 마이크로스트립 안테나를 제작하여 그 특성을 측정하므로써 대역폭이 확장될 수 있음을 실험을 통해 확인한다.

### II. 임피던스정합에 의한 대역폭 확장기법

#### 2-1 대역폭 확장인자

Bode<sup>[4]</sup>는 리액티브 소자와 저항이 직, 병렬로 되어 있는 부하에 광대역 임피던스 정합회로를 설계하는데는 이론적인 한계가 있다는 것을 밝혔다. Fano<sup>[5]</sup>는 전원을 복소부하에 정합시켜 전송이득과 대역폭을 개선할 수 있다는 것을 제시하였다.

대역폭 기준이  $VSWR \leq S$ 이고  $f_1, f_2$ 를 차단주파수라 할 경우

$VSWR(f_1) = VSWR(f_2) = S$ 이므로 대역폭 B는

$$B = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \tag{1}$$

이고, 안테나 대역폭을 Q와 정재파비의 함수로 표

시하면

$$B = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{(TS-1)(S-T)}{S}} \quad (2)$$

가 된다. 여기서,  $T$ 는 직렬공진일 때  $\frac{Z_o}{R_o}$  이고 병렬공진일 때  $\frac{R_o}{Z_o}$  이다. 일반적으로 동축 급전 probe를 적당하게 위치시키거나  $\lambda/4$  변환기를 사용하여 완전정합시킬 때  $T$ 는 1이므로 식 (2)는

$$B|_{T=1} = \frac{1}{Q} \frac{S-1}{\sqrt{S}} \quad (3)$$

이 된다. 그러나 대역폭을 최대로 하는  $T$ 의 최적값은  $\frac{dB}{dT} = 0$ 의 관계로부터

$$T_{opt} = \frac{1}{2} \left( S + \frac{1}{S} \right) \quad (4)$$

이 된다. 식 (4)은 광대역 임피던스 정합의 기본적인 조건이다.

안테나의 복소임피던스를 전 주파수대에서 완전정합이 되게 하는 정합회로의 설계는 불가능하다. 그러나, 정해진 대역 내에서 정합을 최상으로 하든지 또는 정재파비가 주어진 경우 최대의 대역폭을 가지는 정합회로를 설계하는 것이 본 연구에서의 과제이다.

주어진 정재파비  $S$ 에 대해 직, 병렬 공진회로에서 얻을 수 있는 최대 대역폭은 Fano이론을 이용하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$B_m = \frac{1}{Q} \frac{\pi}{\ln \frac{(S+1)}{(S-1)}} = -\frac{1}{Q} \frac{\pi}{\ln \left( \frac{1}{\Gamma} \right)} \quad (5)$$

식 (5)에서 보는 바와 같이 실현될 수 있는 최대 대역폭은 소자의  $Q$ 와 반사손실(dB)에 반비례함을

알 수 있고, 이 값은 광대역 정합회로를 이용해서 이론적으로 얻을 수 있는 최적치를 의미하고 식 (3)은 일반적인 대역폭이므로 최대 대역폭 확장인자  $F$ 는

$$F = \frac{\pi\sqrt{S}}{(S-1) \ln \frac{(S+1)}{(S-1)}} \quad (6)$$

이 된다.

### 2-2 SRFT(Simplified Real Frequency Technique)

임피던스가  $Z_A$ 인 마이크로스트립 안테나와 임의의 전원임피던스  $Z_S$  사이에 정합회로를 그림 1에 도시하였다.

정합회로를 통해 전원으로부터 부하에 전달되는 전력은 복사전력과 방사손실의 음손실이다. 무손실 수동소자로 된 2-포트 정합회로는  $\omega=0$ 와  $\omega=\infty$ 에서만 전송 zero를 갖는 최소위상 구조로 되어있다고 가정하면 임피던스 레벨 변환기 이외는 결합코일 없이 사다리형 정합회로로 실현될 수 있다. SRFT는 이중정합을 위한 CAD 절차이며 line segment<sup>[3]</sup>와 직접 계산기법의 모든 장점을 가지며 실주파수기법(RFT)에서 최소리액턴스 또는 최소 서셉턴스 함수를 사용할 필요가 없기 때문에 Hilbert변환의 수치해석을 할 필요가 없으므로 계산능

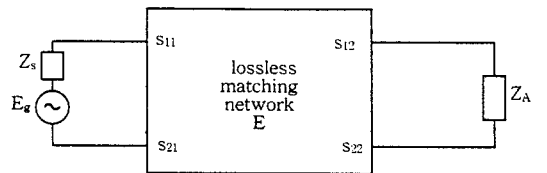


그림 1. 전원에 대한 마이크로 스트립 소자의 이중 정합

Fig. 1. Double-matching problem of a microstrip element to an generator.

력이 아주 개선된다. 기술할 SRFT의 알고리즘은 정합회로 소자값이나 topology를 포함하고 있지 않기 때문에 모든 정합문제에 적용할 수 있다.

정합회로의 입력 산란파라미터는 일반적으로 다음과 같이 주어진다.

$$s_{11}(s) = \frac{h(s)}{g(s)} = \frac{h_0 + h_1s + \dots + h_n s^n}{g_0 + g_1s + \dots + g_n s^n} \quad (7)$$

$h(s)$ 와  $g(s)$ 는  $n$ 차 다항식이고  $n$ 는 정합회로의 리액티브 소자의 총수이다. 2-포트회로 E의 다른 산란파라미터는 Belevitch식에 의해  $s_{11}(s)$ 로부터 결정할 수 있다.

$$s_{11}(s) = \frac{h(s)}{g(s)} \quad (8)$$

$$s_{21}(s) = s_{12}(s) = \pm \frac{s^k}{g(s)} \quad (9)$$

$$s_{22}(s) = -(-1)^k \frac{h(-s)}{g(s)} \quad (10)$$

여기서,  $k$ 는 원점에서 전송 zero의 차수이며,  $g(s)$ 는 실정수이다. 정합회로는 무손실이기 때문에

$$|s_{11}(s)|^2 + |s_{21}(s)|^2 = 1$$

$$s_{11}^2(s) = s_{11}(s)s_{11}(-s) = \frac{h(s)h(-s)}{g(s)g(-s)} \quad (11)$$

이고

$$s_{21}^2(s) = \frac{s^k(-s)^k}{g(s)g(-s)} = \frac{(-1)^k s^{2k}}{g(s)g(-s)} \text{ 이므로}$$

식 (11)은

$$g(s)g(-s) = h(s)h(-s) + (-1)^k s^{2k} \quad (12)$$

이 된다.  $h(s)$ 의 계수를 알면 다항식  $g(s)$ 를 Hurwitz 인수분해에 의하여 다음과 같은 절차로 계산할 수 있다.

(1),  $g(s)$ 를 결정하기 위해서  $g(s)$ 와  $g(-s)$ 와의 곱은

$$g(s)g(-s) = h(s)h(-s) + (-1)^k s^{2k} \\ = G_0 + G_1 s^2 + \dots + G_n s^{2n}$$

여기서,

$$G_0 = h_0^2 \\ G_1 = -h_1^2 + 2h_2h_0 \\ G_2 = h_2^2 + 2h_1h_0 - 2h_1h_3 \\ G_3 = -h_3^2 + 2h_2h_1 \\ G_4 = h_4^2 \\ \vdots \\ G_i = (-1)^i h_i^2 + 2(h_{2i}h_0 + \sum_{j=2}^i (-1)^{j-1} h_{j-1}h_{2i-j+1}) \\ G_k = G_i |_{i=k} + (-1)^k \\ \vdots \\ G_n = (-1)^n h_n^2$$

이다.

(2),  $g(s)g(-s)$ 의 근을 구한다.

(3),  $g(s)g(-s)$ 의 좌반평면 근을 선정하여 다음과 같은 다항식 형태로 만든다.

$$g(s) = g_0 + g_1s + \dots + g_n s^n$$

그래서, 전원으로부터 마이크로스트립 안테나로 전달되는 변환전력이득  $T(\omega)$ 를  $h(s)$ 에 의해 결정된  $g(s)$ 로 다항식  $h(s)$ 와  $g(s)$ 의 함수로 표시할 수 있다. 즉, 회로의 산란파라미터는  $h(s)$ ,  $g(s)$ 와  $k$ 가 정의되면 회로 자체도 정의된다. 그러므로 주어진  $k$  값에 대해 다항식  $h(s)$ 의 계수를 반복기법으로 구함으로서 최적회로를 결정할 수 있다.  $h(s)$ 의 계수를 최적화하기 위해서 각 해당주파수에서 변환전력

이득을 계산하는 식이 필요하다. 산란파라미터로 표시된 변환전력이득<sup>[6]</sup>은 식(13)와 같다.

$$T(\omega) = \frac{[1 - |S_G(\omega)|^2][1 - |S_A(\omega)|^2]|s_{21}(\omega)|^2}{|1 - s_{11}(\omega)S_G(\omega)|^2|1 - s'_{22}(\omega)S_A(\omega)|^2}$$

$$\doteq \frac{[1 - |S_G(\omega)|^2][1 - |S_A(\omega)|^2]|\omega^{2k}|}{|g(j\omega) - S_G h(j\omega) - (-1)^k S_G S_A g(-j\omega) + (-1)^k S_A h(-j\omega)|^2}$$

(13)

여기에서

$$S_G(\omega) = \frac{Z_S(\omega) - R_o}{Z_S(\omega) + R_o},$$

$$S_A(\omega) = \frac{Z_A(\omega) - R_o}{Z_A(\omega) + R_o},$$

$$s'_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = s_{22} + \frac{s_{12} s_{21} S_G}{1 - s_{11} S_G} \text{ 이다.}$$

위에서 구한  $h(s)$ 와  $g(s)$ 를 식 (13)에 대입하면  $T(\omega)$ 가 구해진다.  $T(\omega)$ 가 계산되면 선형 최소자승법을 이용하여  $h(s)$ 의 계수를 최적화 한다. 이득은 단순한  $h(s)$ 만의 함수가 아니라 전원과 부하회로의 함수이므로 초기치 선정이 중요하다.

오차함수  $e$ 는

$$e = \sum_{i=1}^m \left( \frac{T(\omega_i)}{T_o(\omega_i)} - 1 \right)^2 \tag{14}$$

가 된다. 여기서,  $T_o(\omega_i)$ 는  $\omega_i$ 에서 요구되는 이득이고,  $T(\omega_i)$ 는  $h_i$ 에 의해 식 (13)으로부터 계산된 변환전력이득이다.  $m$ 은 통과대역에서의 샘플링 주파수의 개수이다. 오차함수  $e$ 는  $h_i$ 의 증분  $\Delta h_i$ 를 구하는데 이용되고 계수  $h_i$ 는 각 루우프에서 반복 교정된다. 모든 산란파라미터  $s_{ij}$ 와 반사계수  $S_G$ 와  $S_A$ 는 실수이고  $|s_{ij}|, |S_G|, |S_A| \leq 1$ 이기 때문에 컴퓨터

알고리즘의 수치안정이 양호하여 SRFT의 수렴특성은 우수하다.

### III. 정합회로설계

#### 3-1 설계절차

SRFT를 이용하여 임의의 복소임피던스를 갖는 전원과 마이크로스트립 안테나 소자의 임피던스 정합회로 설계를 위한 컴퓨터 프로그램의 흐름도는 그림 2이고, 그 절차는 다음과 같다.

- (1) 안테나의 입력 임피던스를 정확하게 측정하거나 계산한다.  
완벽한 설계는 입력 임피던스에 달려 있기 때문에 정확도는 매우 중요하다.
- (2) 전원임피던스를 결정한다.  
전원임피던스는 복소임피던스 또는 순수한 저항이 될 수 있다.
- (3) 대역폭과 샘플링 포인트(표본주파수)와 요구되는 변환전력이득을 결정한다.  
대역폭과 요구되는 변환전력이득의 선정은 안테나소자의 이득과 대역폭의 곱에 의해 제한을 받는다.
- (4) 정합회로의 실질적인 적용과 실현이 용이하도록 정합소자의 수와 정합회로의 유형(LPF, HPF, BPF)을 결정한다.

위의 모든 파라미터를 알면 최적 프로그램의 입력 데이터를 줄 수 있고 프로그램의 작성은 다음과 같이 한다.

- (1) 전원 임피던스와 안테나 임피던스를 지정해야 할 주파수의 수( $m$ )
- (2) 각 주파수에서 측정 또는 계산된 전원과 안테나 임피던스와 TPG ( $f_i, Z_s, Z_A, T_o(\omega_i)$ )
- (3) 분자 다항식  $h(s)$ 의 차수  $n$ (정합소자의 수와 동일)과 원점에서 전송 zero의 개수  $k$ (LPF

일 때  $k=0$ , HPF일 때  $k=n$ , BPF일 때 ( $0 \leq k \leq n$ ). 일반적으로  $n$ 이 6이상일 경우에는 성능개선에 별 효과가 없다.

- (4) 계수의 초기치  $h_0, h_1, \dots, h_n$   
프로그램을 능률적으로 실행하는 데에는 초기치 설정이 매우 중요하다
- (5) 최소자승법을 변환전력이득을 최적화하는데 이용하여  $h(s)$ 의 최적 계수를 결정한다.
- (6) 최종형태  $s_{11}(s)$ 이 계산되면 정합회로의 입력 임피던스  $Z = R_0 \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}}$  이되고 저항으로 중단된 집중무손실 회로망(E)을 Darlington method에 의해 합성한다.

Matlab 4.0을 이용하여 위와 같은 알고리즘으로 정합회로를 설계하는 프로그램에서 구한 집중회로 정수를 분포회로 근사방법[7]에 의해 분포회로정수로 변환한다. 즉 집중회로의 직렬인덕터는 분포회

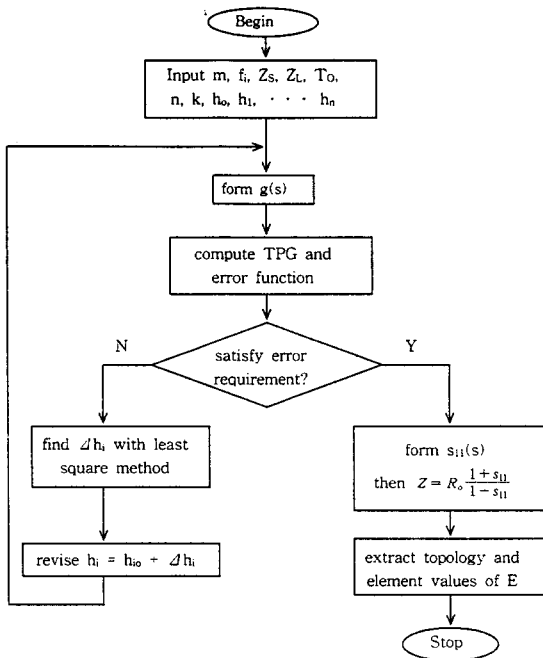


그림 2. 설계절차의 흐름도  
Fig. 2. Flow chart of the design procedure.

로에서 직렬전송선로의 일부로서 선로의 폭( $Z_0$ )과 길이( $\tan\beta l$ )로 변환되고, 병렬인덕터는 단락전송선로로, 병렬캐패시터는 개방스터브로 대체할 수 있다.

### 3-2 정합회로 설계에

안테나 임피던스  $Z_A$ (측정치 또는 이론치)와 전원임피던스  $Z_S$  사이에 2.92~3.04 GHz 주파수 대역에서 반사손실이 10 dB 이하가 되도록 정합회로를 설계한다. 입력 데이터는 차수  $n=4$ , 원점에서 전송 zero의 수  $k=0$ , 평탄이득 전력레벨  $T_0=0.92$ , 샘플링 주파수의 수  $m=5$ , 전원임피던스  $Z_S=50 \Omega$ 과 안테나의 입력임피던스  $Z_A$  데이터이다.

설계하고자 하는 정합회로의 입력 데이터로 Matlab 4.0 optimization toolbox 소프트웨어로 구한 입력반사계수  $s_{11}$ 은

$$s_{11}(s) = \frac{0.0908 s^4 + 0.1847 s^3 + 0.7751 s^2 + 1.5998 s}{0.0908 s^4 + 0.2711 s^3 + 0.9919 s^2 + 2.1315 s + 1} \quad (15)$$

이고, 정합회로 입력임피던스  $Z(s)$ 는

$$Z(s) = 50 \frac{1 + s_{11}(s)}{1 - s_{11}(s)} = \frac{9.08 s^4 + 22.79 s^3 + 88.35 s^2 + 186.565 s + 50}{0.0864 s^4 + 0.2168 s^3 + 0.5317 s + 1} \quad (16)$$

이다.  $Z(s)$ 를 연분수 전개에 의해 회로합성을 하면 50 Ω 저항으로 중단된 LC 사다리형 회로로 된다. 여기서 LC 값을 그대로 두고 50 Ω 저항을 안테나 임피던스  $Z_A$ 로 대체하면 그림 3과 같이 요구하는 정합회로가 된다.

그림 3에서 소자값은  $C_1=0.42$  pF,  $L_1=16.73$  nH,  $C_2=1.27$  pF,  $L_2=12.96$  nH이다. 그림 3의 집중회로소자  $L$ 과  $C$ 를 마이크로스트립으로 변환하면 그림 4와 같다. 이때 디멘존은 표 1과 같고,  $W$ 는 폭,  $L$ 은 길이를 나타낸다.

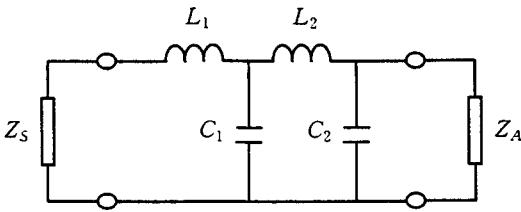


그림 3. 동일기판상 안테나의 정합회로  
 Fig. 3. Matching network topology of antenna with one-sided structure.

표 1. 마이크로 스트립 안테나의 설계 디멘존  
 Table 1. The layout dimension of microstrip antenna. unit : mm

W <sub>1</sub>	W <sub>2</sub>	W <sub>3</sub>	W <sub>4</sub>	W <sub>5</sub>	W <sub>6</sub>	W <sub>7</sub>
32.5	0.8217	2.191	0.4779	1.401	0.2815	4.768
L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	L <sub>5</sub>	L <sub>6</sub>	L <sub>7</sub>
32.5	19.02	15.687	9.269	10.736	18.865	10.0

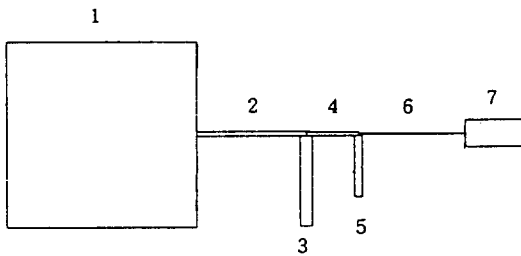


그림 4. 동일기판상 마이크로스트립 안테나의 설계  
 Fig. 4. Layout of microstrip antenna with one-sided structure.

그림 4를 Microwave Harmonica로 시뮬레이션 하여 구한 반사손실은 그림 5와 같다.

입력반사계수 -10 dB(VSWR=2.0)가 되는 주파수대는 2.91 GHz에서 3.08 GHz로, 대역폭은 170 MHz로 이것은 정합회로를 사용하지 않은 마이크로스트립 패치 안테나 대역폭의 약 3.4배가 되

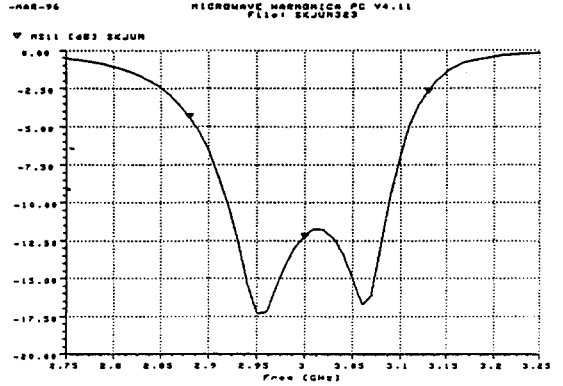


그림 5. 동일기판상 마이크로스트립 안테나의 반사손실  
 Fig. 5. Return loss of the microstrip antenna with one-sided structure.

고 통과대역에서 변환전력이득은 0.46 dB에서 0.14 dB로 리플특성이 평탄하게 나타났다.

다층 마이크로스트립 안테나에서 안테나 크기를 줄이기 위해 정합회로를 이면에 두는 경우 마이크로스트립 패치 안테나의 입력임피던스에 probe 리액턴스가 추가된다. 이 probe 리액턴스를 포함한 안테나 입력임피던스를 사용하여 앞에서와 같은 방법으로 정합회로의 입력반사계수와 입력임피던스를 구하면

$$s_{11}(s) = \frac{-1.7352 \times 10^{-5} s^4 - 3.4491 \times 10^{-4} s^3 - 7.3293 \times 10^{-3} s^2 - 0.1866 s}{1.7352 \times 10^{-5} s^4 + 5.5393 \times 10^{-4} s^3 + 1.2740 \times 10^{-2} s^2 + 0.2456 s + 1} \quad (17)$$

이고,

$$Z(s) = \frac{1.0451 \times 10^{-2} s^2 + 0.2705 s^2 + 2.95 s + 50}{3.4704 \times 10^{-3} s^4 + 8.9884 \times 10^{-4} s^3 + 2.0069 \times 10^{-2} s^2 + 0.4322 s + 1} \quad (18)$$

이다.

Z(s)로부터 구한 정합회로의 L과 C의 값은 C<sub>1</sub>

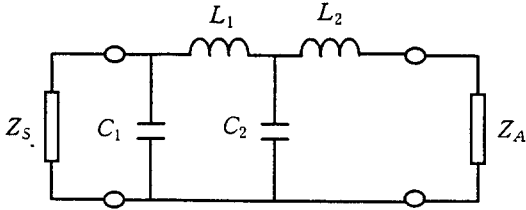


그림 6. 양면구조를 갖는 안테나의 정합회로 토폴로지  
 Fig. 6. Matching network topology of antenna with two-sided structure.

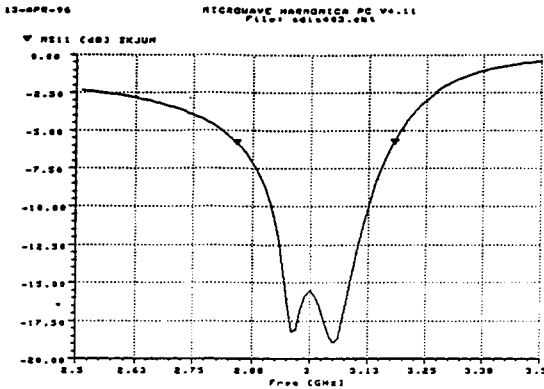


그림 7. 양면기판 구조를 갖는 마이크로스트립 안테나의 반사손실

Fig. 7. Return loss of the microstrip antenna with two-sided structure.

$= 3.325 \text{ pF}$ ,  $L_1 = 1.0165 \text{ nH}$ ,  $C_2 = 5.32 \text{ pF}$ ,  $L_2 = 1.905 \text{ nH}$ 이고 그 구조는 그림 6과 같다. 이 때의 반사손실과 변환전력이득을 그림 7에 도시하였다. 입력반사계수  $-10 \text{ dB}$  이하가 되는 주파수 범위는  $2.93 \text{ GHz}$ 에서  $3.12 \text{ GHz}$ 로 대역폭은  $199 \text{ MHz}$ 로서 정합회로를 사용하지 않은 마이크로스트립 패치 안테나 대역폭의 약  $3.98$ 배이다. 통과대역에서 변환전력이득은  $0.49 \text{ dB}$ 에서  $0.12 \text{ dB}$ 로 리플특성이 평탄하게 나타났다. 그림 5와 그림 7에서 보는 바와 같이 정합회로가 저역통과형 회로이지만 임피던스가 정합된 안테나의 특성은 대역통과 여파기로 동

작한다는 것을 알 수 있다. 이것은 방사체가 공진회로이기 때문이다.

#### IV. 실험 및 고찰

제안된 안테나의 특성을 평가하기 위하여 기준 안테나로서 정합회로가 없는 경우와 정합회로가 있는 두종류의 안테나를 제작하여 실험하였다.

##### 4-1 제작

##### 4-1-1 정합회로를 사용하지 않은 안테나

패치의 크기는  $3 \text{ GHz}$ 에서 공진이 되도록 앙상블 (Ensemble) CAD로 계산했고,  $50 \Omega$ 으로 급전하기 위하여  $\lambda/4$  변환기를 사용하였다. 급전선로의 특성임피던스는  $Z_0 = \sqrt{Z_A \cdot Z_S}$ 에 의해 계산한 결과 선로폭은  $0.82 \text{ mm}$ 이다.

이 안테나는 정방형 ( $32.5 \text{ mm} \times 32.5 \text{ mm}$ ) 마이크로스트립 패치로  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $h = 1.5748 \text{ mm}$ ,  $\tan \delta = 0.0009$ , 도체 두께가  $17 \mu\text{m}$ 인 R/T Duroid 5880 기판을 사용하였다.

##### 4-1-2 기판의 같은 면에 정합회로가 있는 안테나

Fano 이론으로 대역폭을 늘이기 위해 안테나와 급전선로간에는 정재파비  $S = 1.25$ 가 되도록 하여  $\lambda/4$  변환기를 사용하였다.

중앙 예지에서 마이크로스트립 선로에 의해 급전하였다. 동일 기판상에 설계한 경우는 급전선로의 방사손실이 발생하고 방사소자와 정합회로 상호간에 영향을 줄 수 있다.

##### 4-1-3 기판의 다른 면에 정합회로가 있는 안테나

그림 8에서 보는 바와같이 방사소자와 정합회로를 분리하기 위하여 접지판 윗면에는 안테나소자를 아랫면에는 급전과 정합회로로 배열하였다. 양측간



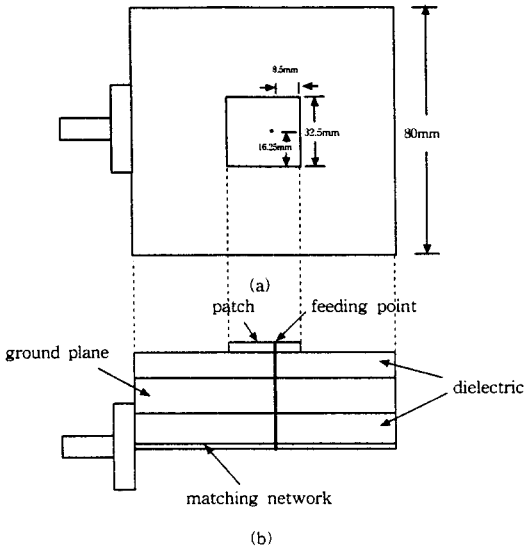


그림 8. 양면구조의 마이크로스트립 안테나  
 Fig. 8. Two-sided structure of the microstrip antenna.  
 (a) Top view (b) Side view

의 결합은 접지판을 통해 동축 probe로 급전하였다.

이러한 구조는 접지판에 의해 정합회로와 방사체 부분을 분리시켜 방사특성의 영향을 차단하고 방사체에 저유전율 기판을 사용하여 대역폭과 fringing field가 늘어나고 표면파를 감소시키는 효과가 있다.<sup>[8]</sup> 또한, 정합회로에 고유전율 기판을 사용할 경우 소형화가 가능하다. 급전점의 위치는 probe 리액턴스의 값을 고려하여 패치의 중앙 에지에서 8.5 mm 지점에 선정하였다. probe는 직경이 1.27 mm 이고, 접지판에서의 hole 직경은 5 mm이고 두께는 7 mm이다.

#### 4-2 실험결과 및 고찰

정합회로의 집중회로소자 설계치를 SRFT에 의해 구한 다음, 분포회로 근사방법을 이용하여 실현하였다. Microwave harmonica CAD에 의해 컴퓨

마이크로스트립 안테나의 대역폭 개선을 위한 정합회로설계

터 시뮬레이션과 최적화를 행하여 분포회로로 변환함에 있어 근사치에 대한 보상과 개방종단 스텝, 스텝, T 접합과 같은 불연속에 대한 보상을 하였다.

동일한 특성을 갖는 기판을 사용하여 같은 디멘존을 갖는 3가지 형태의 안테나를 제작하여 실험하였다.

#### 4-2-1 입력임피던스

최적화를 포함한 CAD 절차에 적합한 精度와 수치해석능률이 요구되는데 구형인 경우에는 전송선로 모델이 주로 이용된다. 본 연구에서도 이론치는 전송선로 모델에 의해 계산하였고, 정합회로를 사용하지 않은 안테나의 입력임피던스를 network analyzer로 측정하였다. 그 결과를 그림 9에 도시하였다. 이론치와 측정치는 오차가 5% 이내로 비교적 잘 일치하므로 전송선로 모델에 의한 해석은 입력임피던스 계산에 유용하다는 것을 알 수 있다.

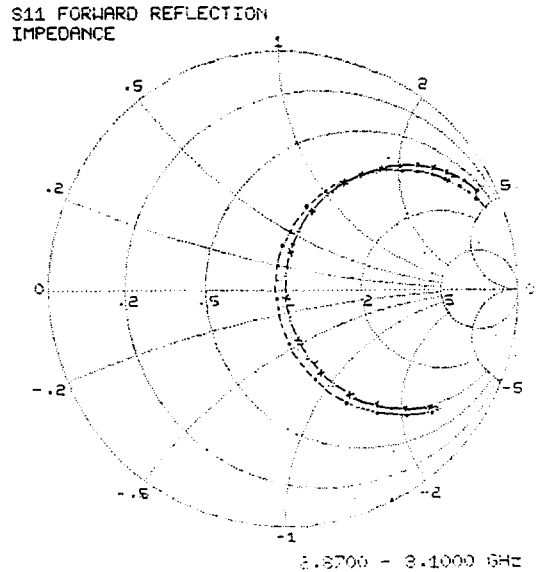


그림 9. 마이크로스트립 안테나의 입력임피던스  
 Fig. 9. Input impedance of a microstrip antenna.  
 - ● - : calculation - × - : measurement

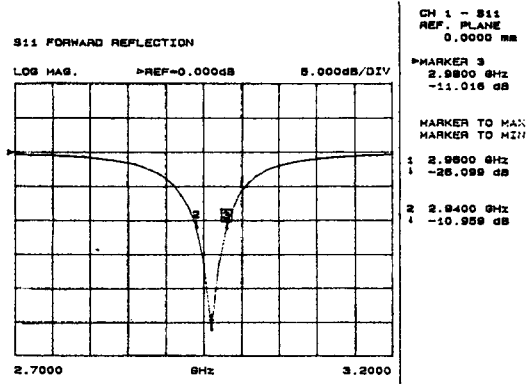


그림 10. 정합회로가 없는 마이크로스트립 안테나의 입력반사계수  
Fig. 10. Input reflection coefficient of the microstrip antenna without matching network.

#### 4-2-2 공진주파수

정합회로를 사용하지 않은 안테나의 특성을 구하기 위하여 입력반사계수를 그림 10에 도시하였다.

공진주파수는 2.96 GHz로 설계치보다 다소 낮게 나타났다. 이 오차는 마이크로스트립의 종단효과(end effect)와 제작과정에서 에칭의 부정확성, 그리고 측정을 하기 위한 동축 커넥터와 마이크로스트립 선로간의 트랜지션의 영향 때문인 것으로 생각된다. 그림 10에서 기준 안테나의 반사손실 10 dB 점의 대역폭은 50 MHz로 중심주파수의 1.7% 이고 Q는 26으로 계산치 23보다 다소 높게 나타났다.

#### 4-2-3 반사손실

기판의 같은 면에 정합회로가 있는 안테나와 다른 면에 정합회로가 있는 안테나의 측정된 반사손실을 그림 11과 그림 12에 도시하였다.

그림 11로부터 같은 면에 정합회로가 있는 안테나의 10 dB 점 대역폭의 설계치는 170 MHz이

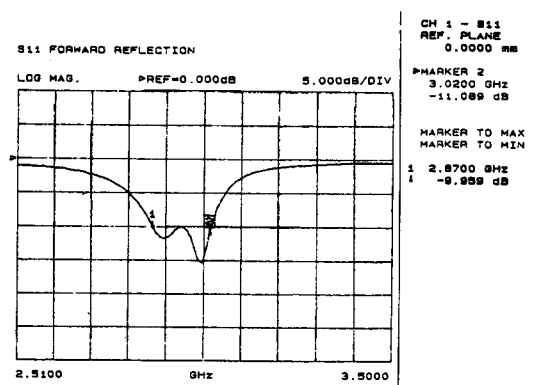


그림 11. 동일기판상 마이크로스트립 안테나의 측정반사손실  
Fig. 11. Measured return loss of the microstrip antenna with one-sided matching network.

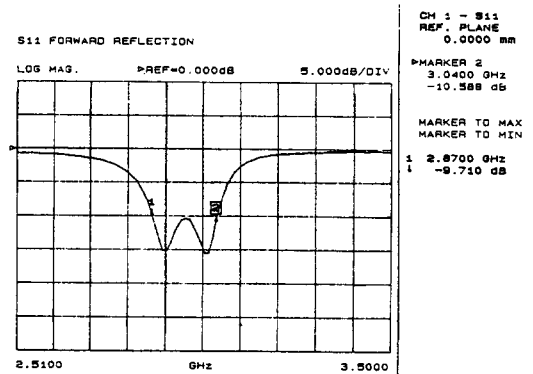


그림 12. 양면기판상 마이크로스트립 안테나의 측정반사손실  
Fig. 12. Measured return loss of the microstrip antenna with two-sided matching network.

만, 측정치는 150 MHz로 설계치보다 20 MHz 더 좁다는 것을 알 수 있다. 그러나 정합회로를 사용하지 않은 안테나의 대역폭보다 3배 확장되었다. 동일 기판상에 제작한 경우에는 반사손실 곡선에 왜

가 발생하였다. 이것은 안테나와 정합회로 간에 상호임피던스의 영향이 원인인 것으로 생각된다.

다른 면에 정합회로가 있는 안테나의 설계치는 대역폭이 199 MHz이지만, 측정치는 170 MHz로 29 MHz 더 좁지만, 정합회로가 없는 안테나보다는 대역폭이 3.4배 확장됨을 알 수 있다. 측정된 반사손실은 설계치의 결과보다 약 3 dB 높은 값으로 나타났다. 그 원인은 안테나 모델해석의 부정확성과 마이크로스트립 정합회로에 사용된 T 접합의 부정확성에 기인된 것으로 추측된다.

## V. 결 론

마이크로스트립 안테나의 대역폭 확장을 하는 방법으로 SRFT를 도입하여 정합회로를 갖는 광대역 마이크로스트립 안테나를 제작하여 실험하였다.

SRFT의 가장 중요한 특징은 마이크로스트립 방사소자와 전원임피던스의 계산된 값이나 측정 데이터에 의해 정합회로를 설계할 수 있으며, 사전에 정합회로의 topology 선정이나 안테나와 전원 임피던스에 대한 등가회로, 시스템의 전달함수에 대한 이론적인 해석이 필요없다는 것이다.

본 연구에서는 Fano의 대역폭 확장이론을 기초로 하여 요구되는 주파수 대역에서 일정한 이득을 얻기 위하여, 측정된 안테나 임피던스로 SRFT에 의해 설계한 정합회로와 마이크로스트립 안테나를 두 가지 다른 형태로 제작하여 그 특성을 정합회로가 없는 안테나와 비교함으로써 이 설계절차의 유용성을 측정을 통해 확인하였다.

측정결과, 정합회로가 없는 안테나의 반사손실 10 dB 점에서 대역폭은 중심 주파수의 1.7%이었다. 안테나와 정합회로를 동일기판상에 제작한 경우는 대역폭이 5.1%이고 양면 기판구조에서는 5.7%이었다. 그러므로 정합회로가 없는 안테나와 비교하면 대역폭이 각각 3배와 3.4배로 개선됨을 알 수 있다.

변환 전력이득은 통과대역에서 상당히 평탄한 특성을 얻었다.

안테나의 입력임피던스를 더 정확하게 계산하거나 측정하면 더 양호한 정합회로 설계가 가능할 것으로 기대되며, 다른 형태의 안테나에도 대역폭 확장을 위해 동일한 설계방법을 적용할 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] H. F. Poes 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.
- [2] H. J. Carlin, "A new approach to gain-bandwidth problems," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 24, no. 4, pp. 170-175, April 1977.
- [3] B. S. Yaman, and H. J. Carlin, "A simplified real frequency technique applied to broad-band multistage microwave amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 30, no. 12, pp. 2216-2222, Dec. 1982.
- [4] H. W. Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, pp. 360-371 (D. Van Nostrand Co. New York, N, Y., 1945).
- [5] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances," *J. Franklin Inst.*, vol. 249, no. 1-2, pp. 57-83 and 139-154, Jan-Feb. 1950.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, pp. 240-244, 1996.
- [7] T. T. Ha, *Solid state microwave amplifier design*, Wiley, New York, 1981.
- [8] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip line," *Electron. Lett.*, vol. 21, no. 2, pp. 49-50, Jan. 1985.

전 성 근



1971년 2월 : 한국항공대학 통신공학과 (공학사)  
1982년 8월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1996년 8월 : 경상대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)

1979년 3월~95년 2월 : 통영수산전문대학 교수  
1995년 3월~현재 : 경상대학교 정보통신공학과 교수  
[주 관심분야] 전자장 및 마이크로웨이브 회로설계

이 우 재



1973년 2월 : 한국항공대학 통신공학과 (공학사)  
1983년 8월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1996년 3월~현재 : 경남대학교 대학원 전자공학과 박사학위과정

1976년 2월~95년 2월 : 통영수산전문대학 교수  
1995년 3월~현재 : 경상대학교 정보통신공학과 교수  
[주 관심분야] 전자파신호처리, RF회로설계

이 종 룡



1970년 2월 : 한국항공대학 전자공학과 (공학사)  
1984년 8월 : 건국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1996년 3월~현재 : 경남대학교 대학원 전자공학과 박사학위과정

1979년 3월~95년 2월 : 통영수산전문대학 교수  
1995년 3월~현재 : 경상대학교 정보통신공학과 교수  
[주 관심분야] 안테나 및 전자파신호처리, 이동통신

이 문 수



1970년 2월 : 한국항공대학 통신공학과 (공학사)  
1980년 2월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 (공학석사)  
1984년 8월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 (공학박사)

1981년 3월~86년 2월 : 제주대학교 부교수  
1986년 3월~현재 : 경상대학교 전자공학과 교수  
[주 관심분야] 안테나 및 마이크로웨이브 회로설계