

# 방사형 동조 스텐브를 갖는 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 설계

(Design of the Electromagnetically Coupled Broadband  
Microstrip Antennas with Radial Tuning Stub)

김 정 렬\* · 윤 현 보\*\*

Jeong Ryul Kim\* · Hyun Bo Yoon\*\*

## 요 약

본 논문에서는 시간영역 유한차분법(FDTD)을 이용하여 동조 스텐브가 삽입된 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 특성을 해석하고 최대 대역폭을 갖는 안테나를 설계하였다. 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 급전선로에 짧은 방사형 동조 스텐브를 병렬로 연결하면 광대역 특성을 가지며, 방사형 동조 스텐브의 반지름, 각도, 위치 등의 변화에 따라 안테나의 특성이 변한다. 시간영역에서의 유한차분법에 의한 수치 해석 결과를 Fourier 변환하여, 주파수 영역에서 안테나 특성을 계산하였다. 방사형 동조 스텐브를 갖는 마이크로스트립 안테나의 최대 대역폭은 약 15%로서 장방형 동조 스텐브 형태와 동일한 광대역 특성을 가지면서 동작 주파수 대역 내에서 전압 정재파의 리플이 양호한 특성을 보여준다.

## Abstract

In this paper, characteristics of the electromagnetically coupled broadband microstrip antennas are analyzed by the Finite Difference Time Domain (FDTD) method, and antenna parameters are optimized to get maximum bandwidth. By using short radial tuning stub in microstrip feedline, electromagnetically coupled microstrip antenna shows broadband( $\approx 13\%$ ) characteristics, and the characteristics are varied as a function of radius, radial angle, and position of the radial tuning stub. Operating frequency, return loss, VSWR and input impedance are calculated by Fourier transforming the time domain results. After optimization of the parameters, maximum bandwidth of the radial stub tuning microstrip antenna is about 15% and the ripple characteristic of the VSWR is better than the rectangular tuning stub microstrip antenna.

\* 국방과학연구소 (Agency for Defense Development)

\*\* 동국대학교 전자공학과 (Dept. of Electronics Engineering, Dongguk University)

## I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 단면적이 작으며, 여러 유형의 구조에 적합하게 제작이 가능하고, 소형, 경량으로 제작이 용이하여 생산 단가가 낮고, 설계 변수를 다양화시킬 수 있는 등 여러 가지 장점이 있는 반면에 주파수 대역폭이 좁기 때문에 실제 적용할 때 많은 제한을 받는다. 이러한 단점을 극복하기 위해서 다양한 방법 [1-5]이 연구되고 있다. 또한 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 급전선로에 짧은 동조 스테르브를 연결하면 13~15% 정도의 넓은 대역 특성 [6] [7]을 가진다. 스테르브 공진기는 마이크로스트립 회로 설계에서 임피던스 정합용 등에 필요로 하는데 이는 바이어스 선로, 필터 구조 등에서 장방향 동조 스테르브와 방사형 동조 스테르브 [8] 형태로 이용된다. 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 대역폭을 넓히기 위해서는 급전 선로 상에 약  $\lambda_g/8$  정도의 짧은 동조 스테르브(tuning stub)를 병렬로 연결하여 임피던스 정합을 시키는 방법이 이용된다.

방사형 동조 스테르브는 장방향에 비하여 소형으로서 입력단에 대하여 광대역 동조 영역을 가지므로 안테나의 대역폭을 크게 하는 방법으로서 보다 유리한 특성을 갖는다. 이러한 광대역 특성을 갖는 마이크로스트립 안테나는 구조가 복잡해지기 때문에 주파수 영역에서는 정확한 해석이 불가능해질 뿐만 아니라 광대역에 걸친 주파수에서 반복해서 계산해야 하므로 주파수 영역에서의 해석 방법은 비효율적이다.

본 연구에서는 시간영역 유한차분법(Finite Difference Time Domain Method : FDTD method)을 이용하여, 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 복사 패치 바로 밑부분의 급전선로 상에서 입력 임피던스를 구하고, 이 값을 마이크로웨이브 설계 시스템(MDS)에서 방사형 동조 스테르브가 병렬 결합된 마이크로스트립 급전선로의 부하에 연결하여 변수를 최적화 하여

기본 변수 값을 설계한다. 기본 설계된 방사형 동조 분기 선로를 갖는 급전 형태의 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 해석은 FDTD방법에 의해서 수행하고, 공진 주파수, 반사 손실, VSWR, 입력 임피던스 등의 주파수 영역의 응답 특성은 FDTD방법에 의한 계산 결과를 Fourier 변환하므로써 구한다.

방사형 동조 스테르브의 반지름 크기, 방사형 각도, 복사 patch로부터의 위치의 변화에 따라 급전선로의 특성이 변하게 되며 안테나의 입력 임피던스 및 전압 정재파비 등의 특성이 변한다. FDTD방법으로 안테나 파라메타 변화에 대한 전압 정재파비를 계산하였고 계산 결과로부터 전압 정재파비가 2 이하가 되는 최대 대역폭 특성을 갖는 최적 파라메타를 구하여 장방향 동조 스테르브에 의한 대역폭 특성과 비교한다.

## II. FDTD 이론

시간영역 유한차분법은 전자기 산란 문제를 해결하기 위한 방법으로서 1966년 Yee [9]에 의하여 제시되었다. YEE의 표시에 따라 직각 격자에서 공간 점은  $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$ 로 나타낼 수 있고, 시간 증분은  $t = n\Delta t$  로 나타낼 수 있으며, 시간과 공간에 대한 임의의 함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (1)$$

여기서  $i, j, k, n$  은 정수이고  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 각각 x, y, z 방향의 격자 크기이다.

식 (1) 을 시간과 공간 도함수에 대하여 중심차분으로 근사화하고, 단위 격자 상의 x 방향에 대한 전계  $E$ 와 자계  $H$ 를 유한차 방정식 형태로 나타내면 식 (2)와 같다.

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu}$$

$$\left[ \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (2a)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} + \left[ \frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (2b)$$

y-, z- 성분에 대한 유한차 방정식은 동일한 방법으로 쉽게 구할 수 있다. 이와 같은 방법에 의한 임의 격자점에서의 새로운 전자계 벡터 성분은, 단지 동일한 격자점에서 한 시간스텝 전의 전자계 값과 인접 격자점에서 반 시간스텝 전의 다른 전자계 성분 값으로 구할 수 있다.

식 (2)로 나타낸 시·공간분할 알고리즘이 갖는 안정조건은 [10]

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \left( \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (3)$$

이다. 여기서  $v_{\max}$ 는 해석 대상영역 내에서 최대 위상속도이다.

시간영역 유한차분법에 의한 마이크로스트립 안테나의 해석에 있어서 넓은 주파수 대역의 응답 특성을 얻기 위해서는 광대역 주파수 스펙트럼을 포함하는 Gaussian 펄스를 선택한다. 해석 대상에서 x 방향으로 진행하는 이상적인 Gaussian 펄스는 다음과 같다.

$$E(t, x) = \exp \left[ - \frac{\left( t - t_0 - \frac{x - x_0}{v} \right)^2}{T^2} \right] \quad (4)$$

여기서  $v$ 는 해석 대상영역에서 펄스의 진행 속도를 나타내며,  $x = x_0$ ,  $t = t_0$  에서 여기 신

호는 최대 값을 갖는다.

마이크로스트립 안테나와 같은 구조는 전계, 자계 성분을 무한 경계영역까지 계산해야 하는 개방구조이다. 이와 같은 개방구조에 대한 FDTD해석은 컴퓨터 처리속도와 기억용량의 한정 때문에 해석 대상영역을 제한하고, 제한영역에 개방 구조와 동일하도록 흡수경계조건을 부여하여 계산영역의 경계면에서 전자파의 반사가 일어나지 않도록 한다. 마이크로스트립 안테나 구조의 해석에서 양 측면 및 윗면은 Mur [11]의 1차 흡수경계조건을 다음 식과 같이 부여한다.

$$E_{it}^{n+1} = E_{2t}^n + \frac{v_{px} \Delta t - \Delta x}{v_{px} \Delta t + \Delta x} (E_{2t}^{n+1} - E_{1t}^n) \quad (5)$$

여기서  $v_{px}$ 는 x방향의 위상속도이고,  $E_{it}$ 는 경계면(바깥 영역)에서의 전계의 접선성분이고,  $E_{2t}$ 은 경계면에서 계산영역 내의 한 절점 안쪽면(mesh영역)의 전계의 접선성분을 나타낸다.

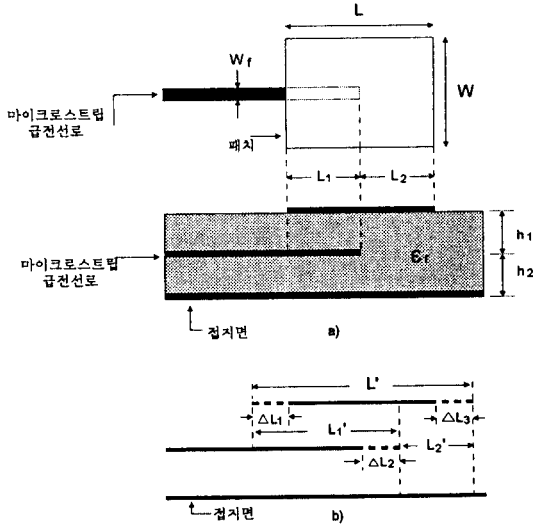
시간영역 유한차분법에 의해 계산된 시간영역에서의 계산 값은 Fourier 변환에 의하여 주파수 영역의 응답을 구할 수 있다. 마이크로스트립 안테나의 산란 계수는 마이크로스트립 급전선로가 개방종단으로 되어 있으므로 1 port 회로가 되며, 이때 반사 계수  $S_{11}$  은

$$S_{11}(f) = \frac{\mathcal{F} [ V_{ref}(t) ]}{\mathcal{F} [ V_{inc}(t) ]} \quad (6)$$

이다. 여기서  $V_{ref}(t)$ 는 기준점에서 반사전압을 나타내며  $V_{inc}(t)$ 는 기준점에서 입사전압을 나타낸다.

### III. 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나 설계

#### 3-1. 전자기결합 마이크로스트립 안테나 설계



{그림 1} a) 전자기결합 마이크로스트립 패치 안테나의 구조  
b) 개방종단에서의 선로확장을 포함하는 등가회로

[Fig. 1] a) Electromagnetically coupled microstrip patch antenna configuration.  
b)Equivalent structure including the extensions at the open end.

전자기결합 마이크로스트립 패치 안테나의 구조는 [그림 1]과 같다.

이 형태의 전자기결합 마이크로스트립 안테나는 Oltman에 의해서 확장 다이폴 형태로 처음 제안되었으며, 여러 번에 걸쳐 이론적인 해석과 실험적인 연구가 수행되었다 [12] [13].

안테나의 특성 임피던스 계산은 스펙트럼 영역에서의 해석방법에 [14] 의해서 쉽게 구하여 진다. 급전선로의 폭  $W_f$ 는 특성 임피던스 값이  $50\Omega$ 일 경우 다음 식과 같다.

$$W_f = \frac{2h}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (7)$$

여기서  $B = 377 \pi / 2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}$  이다.

설계하고자 하는 안테나의 주파수가  $f_r$  일 때, 기판의 두께와 유전 매질의 특성으로부터 복사 패치의 폭  $W$ 는

$$W = \frac{c}{2f_r} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (8)$$

이고, 여기서  $c$  는 빛의 속도이다. 전자기결합 마이크로스트립 패치 안테나의 경우 복사 패치의 길이  $L$ 은 이중 적층 기판에 의한 선로 확장  $\Delta L_3$  ( $\approx \Delta L_1$ )를 고려하면 [15] 다음과 같다.

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L_3 \quad (9)$$

여기서

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12(h_1 + h_2)}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (10)$$

$$\Delta L_1 = \Delta L_3 = 0.412(h_1 + h_2) \frac{\epsilon_e + 0.300}{\epsilon_e - 0.258} \frac{W/(h_1 + h_2) + 0.263}{W/(h_1 + h_2) + 0.813} \quad (11)$$

### 3-2. FDTD 방법에 의한 전자기결합 마이크로 스트립 안테나 해석

전자기결합 마이크로스트립 안테나를 FDTD 방법으로 해석하기 위해서는 대상영역을 안테나를 충분히 감싸도록 설정하고, 해석 대상영역의 입력 여기면, 도체 경계면, 유전체 경계면 및 흡수경계조건을 직접 적용하여 구할 수 있다.

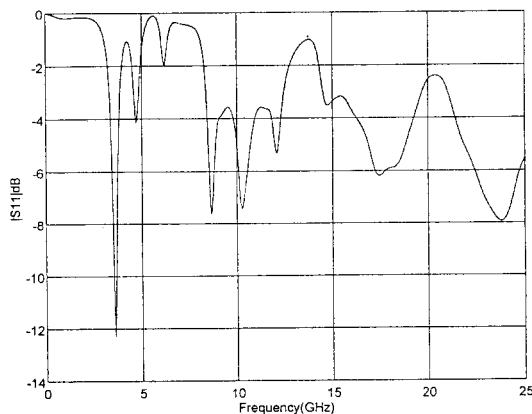
FDTD 방법으로 정확히 해석하기 위해서 기판 두께 ( $h$ )를 3개 마디 ( $3\Delta z$ )로 분할하고, 급전 선로 및 안테나 파라메타를  $\Delta x, \Delta y$  방향으로 각각 정수 배로 분할한다. 본 논문에서 사용한 공간분할 간격은,  $\Delta x = 0.7365\text{mm}$ ,  $\Delta$

$y=0.7572\text{mm}$ ,  $\Delta z=0.5267\text{mm}$ 이고, 총 격자 크기는  $x, y, z$  방향으로 각각  $140 \times 78 \times 20$ 로 하였다. 입력 신호 여기면으로부터 Port 1의 기준면까지의 급전선로 길이는 진행 펄스의 안정화 시간과 광대역 설계시 동조 스테르브의 위치를 고려하여  $0.5\lambda_g$  이상 되게 하고, 시간 간격  $\Delta t=1.2283$  ps로 하였다. FDTD 계산후 Fourier 변환시 주파수 영역에서 응답 특성에 대한 해상도를 약 50 MHz로 하기 위하여 16000번 정도의 반복계산을 수행하였다. 본 논문의 설계시 사용한 마이크로스트립 안테나의 기판은 CuClad 250 ( $\epsilon_r=2.45$ )이며, 해석 주파수 영역은 직류부터 25 GHz 까지로 하였다.

FDTD 계산 결과 복사패치 바로 밑 급전선로에서의 반사손실은 [그림 2]에 보인 바와 같으며, 공진 주파수는 3.6 GHz 로서 설계값과 일치한다.

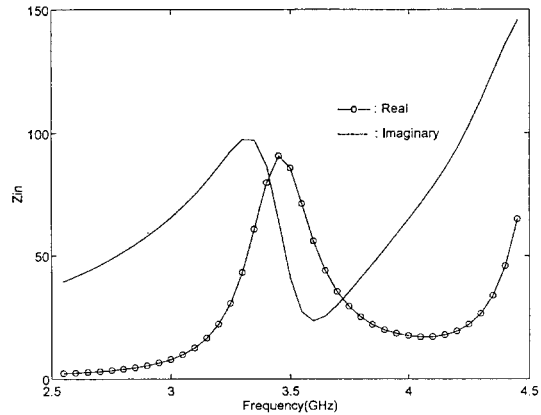
안테나의 입력 임피던스는 기준점에서의 산란 계수 계산 결과를 마이크로스트립 안테나 급전종단점에 변환시킴으로서 구할 수 있다.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11} e^{-j2kL}}{1 - S_{11} e^{-j2kL}} \quad (12)$$



[그림 2] 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 반사 손실

[Fig. 2] Return loss of the electromagnetically coupled microstrip antenna.



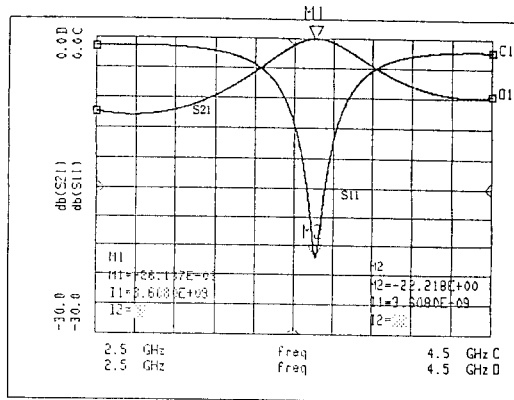
[그림 3] 복사 패치 밑 급전선로에서의 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스

[Fig. 3] Input impedance of the electromagnetically coupled microstrip antenna at the feedline of the radiation patch.

여기서  $Z_0$ 는 급전 선로의 특성 임피던스 ( $50\Omega$ ),  $k$ 는 파수(wave number :  $2\pi/\lambda_g$ ),  $L$ 은 급전선로 종단으로부터 기준점까지의 길이를 나타낸다. FDTD 계산 결과로부터 식 (12)를 적용하여 계산한 안테나의 입력 임피던스 값을 나타내면 [그림 3]과 같다.

### 3-3. 마이크로웨이브 설계 시스템에 의한 광대역 전자기결합 마이크로스트립 안테나 설계

FDTD 방법에 의한 복사 패치 바로 밑의 입력 임피던스 계산 결과를 이용하여 급전선로에 방사형 동조 스테르브를 병렬로 연결하였을 때의 입력단에서의 주파수 응답 특성은 일반적인 임피던스 정합회로 해석방법에 의해서도 해석이 가능하나, 본 연구에서는 FDTD 방법에 의해서 구한 입력 임피던스 값을 방사형 동조 스테르브가 병렬 결합된 마이크로스트립 급전선로의 부하에 연결하여 마이크로웨이브 설계 시스템(HP MDS)에서 광대역 대역 통과 필터



[그림 4] 안테나의 입력 임피던스가 부하로 연결된 대역통과 필터의 반사 특성 및 전달특성

[Fig. 4] Reflection and transmission characteristics of the band pass filter loaded with antenna input impedance.

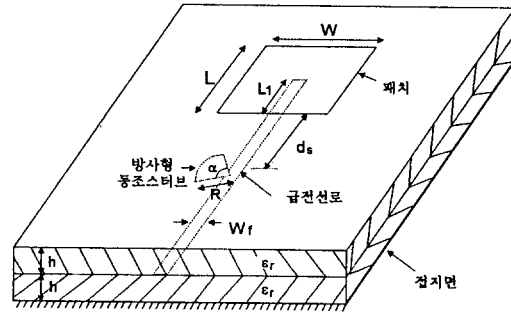
변수를 최적화 하여 기준점에서 전달특성( $S_{21}$ ) 및 반사특성( $S_{11}$ )을 나타내면 [그림 4]와 같다.

#### IV. 수치 해석 및 최대 대역폭 설계

##### 4-1. FDTD 에 의한 방사형 동조 스테르브를 갖는 마이크로스트립 안테나 해석

방사형 동조 스테르브를 갖는 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 구조는 [그림 5]와 같다. 최초 설계된 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 파라메타는 다음과 같다.

- 급전 선로 폭 ( $W_f : 50 \Omega$ ) = 0.454cm
- 방사형 동조 스테르브의 반지름 ( $R$ ) = 0.6815 cm
- 방사형 동조 스테르브 각도 ( $\alpha$ ) = 90 deg.
- 급전선로 종단으로부터 방사형 동조 스테르브 위치 ( $L_1 + d_s$ ) = 4.272 cm
- 복사 패치 폭 ( $W$ ) = 3.786 cm



기판 재질 :  $\epsilon_r = 2.45$ ,  $h_1, h_2 = 60$  mill(1.524mm)

[그림 5] 방사형 동조 스테르브를 갖는 전자기 결합 마이크로스트립 안테나 형태

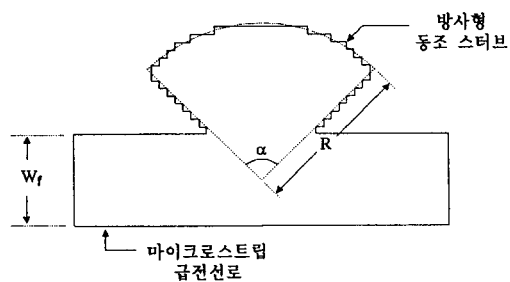
[Fig. 5] Geometry of electromagnetically coupled microstrip antenna with radial stub.

- 복사 패치 길이 ( $L$ ) = 2.357 cm
- 복사 패치의 급전선로상 위치 ( $L_1 = L/2$ ) = 1.178 cm

방사형 동조 스테르브를 갖는 전자기결합 마이크로스트립 안테나를 FDTD 방법으로 해석하기 위하여 방사형 동조 스테르브를 [그림 6]과 같이 계단형 격자로 분할하고, 입력 신호 여기면으로부터 동조 스테르브까지의 급전선로 길이는 진행 펄스의 안정화 시간을 고려하여  $35\Delta x$  로 하고, 기준점(Port 1) 은 동조 스테르브로부터  $10\Delta x$  로 하였다. 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 해석과 동일한 방법으로 한다.

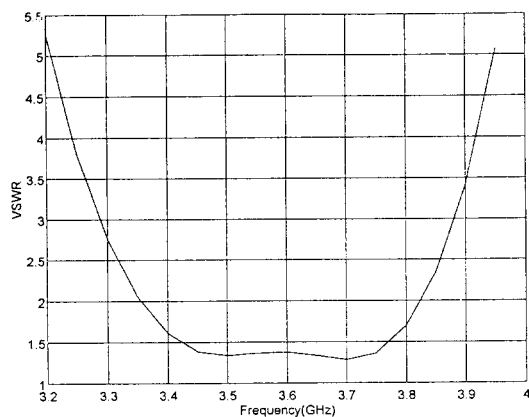
방사형 동조 스테르브를 갖는 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 공진점 부근에서의 전압 정재파비(VSWR) 계산결과는 [그림 7]과 같다. 마이크로스트립 안테나의 % 대역폭은 다음 식으로 정의된다.

$$\% \text{ Bandwidth} = \frac{fr_2 - fr_1}{fr_c} \times 100 \quad (13)$$



[그림 6] 방사형 동조 스텝의 계단형 격자 분할  
 [Fig. 6] Staircase gridding of the radial stub microstrip feedline.

여기서  $fr_c$  는 동작 중심 주파수이고,  $fr_2$ ,  $fr_1$  는 각각 VSWR 이 2 이하인 상, 하측 주파수이다. [그림 7]에서 안테나의 대역폭은 약 470 MHz이므로 13.1% 정도의 광대역 특성을 갖는다.



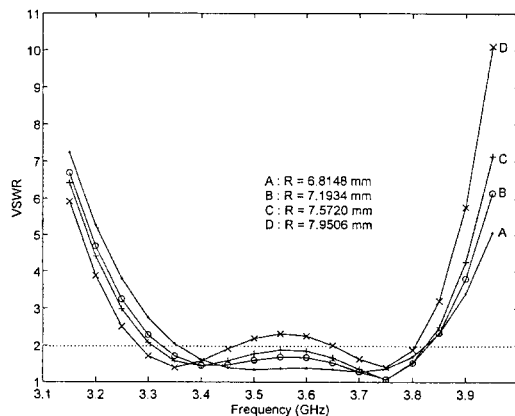
[그림 7] 광대역 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 전압 정재파비  
 [Fig. 7] VSWR of the electromagnetically coupled broadband microstrip antenna.

4-2. 안테나 파라메타 변화에 대한 정재파비 계산

방사형 동조 스텝을 갖는 전자기결합 마이크로스트립 안테나는 동조 스텝의 반지름 (R), 각도 ( $\alpha$ ), 위치 ( $d_s$ ), 및 복사 패치 가장자리로부터 급전선로 종단 점의 길이 ( $L_1$ ) 등의 변화에 따라 안테나 특성이 변하게 된다.

첫째, 방사형 동조 스텝의 반지름(R)변화에 대한 전압 정재파비 변화를 계산하기 위해서 동조 스텝의 반지름을 제외한 다른 파라메타는 기본 설계값에 고정시키고, 동조 스텝의 반지름을 기본 설계값을 기준으로 FDTD 최소 격자 크기( $1\Delta y$ ) 만큼 변화시키면서 전압 정재파비를 계산한 결과를 나타내면 [그림 8]과 같다.

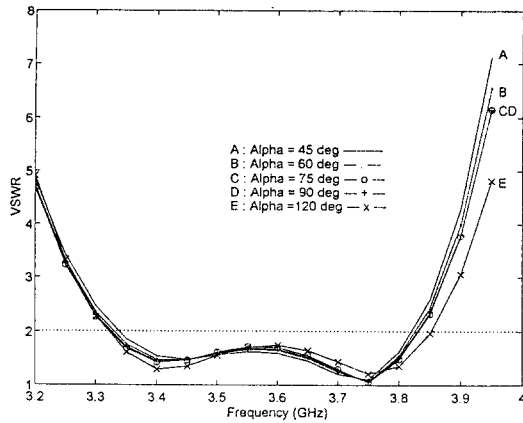
두 번째로 방사형 동조 스텝 각도 크기 ( $\alpha$ )의 변화에 대한 전압 정재파비 변화를 계산하기 위해서 동조 스텝의 각도를 제외한 다른 파라메타는 기본 설계값에 고정시키고, 동조 스텝의 각도를  $45^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $75^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $120^\circ$  크기로 변화시키면서 전압정재파비를 계산하였다. 동



$W=3.786$  cm,  $L=2.357$  cm,  
 $W_f=0.454$  cm,  $L_1=1.178$  cm,  
 $d_s=3.09$  cm,  $\alpha=90^\circ$   
 $R : [ A=6.8148\text{mm}, B=7.1934\text{mm},$   
 $C=7.572\text{mm}, D=7.9506\text{mm} ]$

[그림 8] 방사형 동조 스텝 반지름(R) 변화에 따른 전압 정재파비 계산

[Fig. 8] Calculated VSWR as a function of radial tuning stub radius(R).



$W = 3.786 \text{ cm}$ ,  $L = 2.357 \text{ cm}$ ,  $W_f = 0.454 \text{ cm}$ ,  
 $L_1 = 1.178 \text{ cm}$ ,  $d_s = 3.09 \text{ cm}$ ,  $R = 7.572 \text{ mm}$   
 $\alpha$  : [ A = 45 deg, B = 60 deg, C = 75 deg,  
 D = 90 deg, E = 120 deg ]

[그림 9] 동조 스테르브 각도(  $\alpha$  )의 변화에 따른 전압 정재파비 계산

[Fig. 9] Calculated VSWR as a function of radial tuning stub angle(  $\alpha$  ).

조 스테르브 각도의 변화에 대한 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 전압정재파비 FDTD 계산 결과는 [그림 9]와 같다.

세 번째로, 복사 patch 가장자리로부터 동조 스테르브 위치( $d_s$ )변화에 대한 전압 정재파비 변화는 방사형 동조 스테르브의 위치를 제외한 다른 파라메타는 기본 설계값에 고정시키고, 동조 스테르브의 위치를 기본 설계값을 기준으로 FDTD 최소 격자크기( $1\Delta x$ )만큼 변화시키면서 전압 정재파비를 계산하면 된다. 장방향 동조 스테르브를 이용한 경우 [7]의 결과를 적용하면 기본 설계 시보다  $1\Delta x$  짧은 경우의 대역폭이 가장 크며, 동조 스테르브의 위치가 복사 patch에 가까워질수록 동작 대역폭은 좁아짐을 알 수 있다.

마지막으로, 급전선로 종단으로부터 복사 patch의 전자기결합 깊이, 즉 복사 patch 가장자리로부터 급전 선로 종단까지의 길이( $L_1$ ) 변

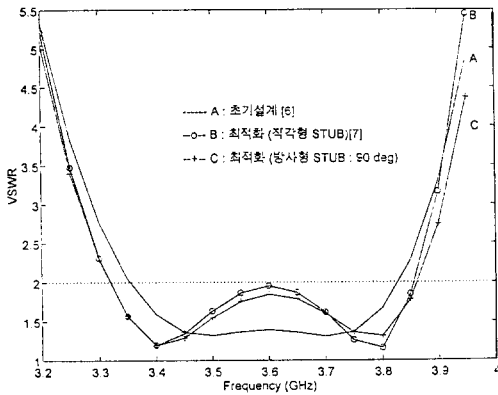
화에 대한 전압 정재파비 변화를 계산하기 위해서  $L_1$ 을 제외한 다른 파라메타는 기본 설계값에 고정시키고,  $L_1$ 값을 기본 설계값을 기준으로 FDTD 최소 격자 크기( $1\Delta x$ ) 만큼 변화시키면서 전압 정재파비를 계산하면 되고 이 경우에도 장방향 동조 스테르브를 이용한 경우[7]의 결과를 적용하면  $L_1$ 변화에 대한 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 전압 정재파비 FDTD 계산 결과는,  $L_1$ 의 위치가 기본 설계 시보다  $1\Delta x$  짧은 경우의 대역폭이 가장 큰 것을 알 수 있다.

#### 4-3. 최대 대역폭 설계

지금까지 방사형 동조 스테르브를 갖는 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 동조 스테르브의 반지름(R), 각도( $\alpha$ ), 위치( $d_s$ ), 및 방사 Patch 가장자리로부터 급전선로 종단 점의 길이( $L_1$ ) 등의 변화에 대한 전압 정재파비 변화 특성을 시간영역 유한차분법으로 계산하여 비교 검토하였다. 안테나의 설계 요구 조건을 전압 정재파비가 2이하인 최대 대역폭 특성이라고 가정하면, 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 각 파라메타 변화에 따른 광대역 특성으로부터 전압 정재파비가 2를 초과하지 않는 최대 대역폭 조건에서의 파라메타를 적절히 선정하여 최대 대역폭을 갖는 안테나의 전압 정재파비를 계산한 결과는 [그림 10]과 같다.

[그림 10]에서 최대 대역폭을 갖는 안테나의 파라메타는 방사형 동조 스테르브의 반지름 길이가  $\lambda_g/8$  보다 약간 긴  $0.146\lambda_g$  이며, 방사 패치 가장자리로부터 급전 선로 종단까지의 길이( $L_1$ )가  $L/2$  보다 약간 짧고, 방사형 동조 스테르브의 위치가 초기 설계값과 동일할 때, 방사형 동조 스테르브의 각도가  $90^\circ$ 일 때 각각 약 15% 이상의 대역폭을 가지며 초기 설계값보다 약 2%정도 대역폭이 증가되었다.





$W=3.786$  cm,  $L=2.357$  cm,  $W_f = 0.454$  cm

	R (cm)	$\alpha$ (deg)	$d_s$ (cm)	$L_1$ (cm)	BW(%)	비 고
A	0.606 (0.114 $\lambda_g$ )	90	3.093 (0.581 $\lambda_g$ )	1.178 (0.26 $\lambda_g$ )	470MHz (13.1%)	초기 설계
B	$k_s = 0.757$ (0.142 $\lambda_g$ )	$W_s =$ 0.442cm	3.093 (0.581 $\lambda_g$ )	1.105 (0.208 $\lambda_g$ )	543MHz (15.1%)	직각형 동조 스터브
C	0.77613 (0.146 $\lambda_g$ )	90	3.093 (0.581 $\lambda_g$ )	1.105 (0.208 $\lambda_g$ )	544MHz (15.1%)	방사형 동조 스터브

[그림 10] 각 파라메타 값에서의 전압 정재파비 계산

[Fig. 10] Calculated VSWR with each parameter.

### V. 결 론

본 논문에서는 급전선로에 방사형 동조 스텐브를 갖는 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나를 시간영역 유한차분법과 초고주파 설계 프로그램인 MDS를 이용하여 기본 설계를 하고, 설계된 안테나의 특성의 해석과 최대 대역폭을 갖는 안테나의 변수를 최적화 하였다. 전자기결합 마이크로스트립 안테나의 급전선로에 짧은 방사형 동조스터브를 병렬로 연결하면 광대역 특성을 가지며, 방사형 동조 스텐브의 반지름, 각도, 위치 등의 변화에 따라 안테나의 특성이 변한다. 시간 영역에서의 유한차분법에 의한 수치 해석 결과를 Fourier 변환하여, 주파수 영역에서 안테나 반사계수 및 VSWR 특성

을 계산하였다. 방사형 동조스터브를 갖는 마이크로스트립 안테나의 최대 대역폭은 약 15 %로서 장방형 동조 스텐브 형태와 동일한 광대역 특성을 가지면서 동작 주파수 대역 내에서 전압 정재파의 리플이 작아지는 양호한 특성을 보여준다. 이와 같은 형태의 마이크로스트립 안테나는 다른 방식의 광대역 안테나에 비하여 공간적인 크기 변화 없이 광대역특성을 가지므로 배열 안테나 등 여러 가지 용도의 안테나에 이용될 수 있으리라 판단된다.

### 참 고 문 헌

- [1] P. S. Hall, "Multioctave Bandwidth Log-Periodic Microstrip Antenna Array," *IEE Proc.*, vol. 133, Pt. H, No.2, pp. 127-136, Apr. 1986
- [2] E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagate.*, vol. AP-34, No.6, pp. 767-772, Jun. 1986.
- [3] C. Wood, "Improved bandwidth of microstrip antennas using parasitic elements," *IEE Proc.*, vol. 127, Pt. H, 231-234, 1980
- [4] Chen Wu, Jian Wang, Russel Fralich, and John Litva, "A rigorous analysis of an aperture-coupled stacked microstrip antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.3, No.11, pp. 400-404, Nov. 1990.
- [5] Frederic Croq, Albert Papiernik, "Stacked slot-coupled printed antenna," *IEEE Microwave and Guided wave Letters*, vol. 1, No. 10, pp. 288-290, Oct. 1991.
- [6] D.M. Pozar, B. Kaufman, "Increasing

- the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling, " *Electronics Letters*, vol. 23 ,No. 8, pp. 368-369, Apr. 1987.
- [7] J.R. Kim, H.B. Yoon, "Analysis of the Broadband Microstrip Antennas by the Finite Difference Time Domain Method", *Asia Pacific Microwave Conference (APMC'95)*, pp 324-327 , Oct. ,1995
- [8] H.A. Atwater, "The Design of the Radial Line Stub:A Useful Microstrip Circuit Element", *Microwave Journal*, pp 149-156, Nov., 1985
- [9] K.S.Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equation in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. AP-14 , pp. 302-307, May,1966.
- [10] Allen Taflove and Morris E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations ," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, No. 8, pp. 623-630, Aug. 1975.
- [11] Gerrit Mur , "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of time-domain electromagnetic field equations," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-23, No. 4, pp. 377-382, Nov. 1981.
- [12] H.G. Oltman, D.A. Huebner, "Electromagnetically coupled microstrip dipoles", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, AP-29, 1 , Jan. 1981, pp 151-157
- [13] N.C. Karmakar, and A. Bhattacharyya, "Electromagnetically coupled patch antenna theoretical and Experimental investigations", *Microwave and Optical Technodgy Letters*,5, 3, March 1992.
- [14] T. Itho and R. Mittra, "Spectral Domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines", *IEEE Trans, Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp.496-499, July 1973.
- [15] Qiu Zhang, Yosiro Fukuoka, and Tatsuo Itoh, "Analysis of a suspended patch antenna excited by an electromagnetically coupled inverted microstrip feed ," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. AP-33, pp. 895- 899, Aug. 1985.

## 김 정 렬



1955년 6월 20일 생  
 1978년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사)  
 1984년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사)  
 현재 : 동국대학교 박사과정 및 국방과학연구소 선임연구원  
 [주 관심분야] Numerical Methods, Microstrip Antennas 등.