

시간영역 유한차분법을 이용한 전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 파라메타 최적화

(Parameter Optimization of the Electromagnetically Coupled Broadband Microstrip Antenna by Finite Difference Time Domain Method)

김 정 렬* · 윤 현 보**

(Jeong Ryul Kim · Hyun Bo Yoon**)

요 약

본 논문에서는 시간영역 유한차분법(FDTD)을 이용하여 전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 특성을 해석하고 파라메타를 최적화 하였다. 전자기 결합 마이크로스트립 안테나는 급전 선로에 짧은 동조 스텐브를 연결하면 13%정도의 넓은 대역 특성을 가지며, 동조 스텐브의 폭, 길이, 위치 등의 변화에 따라 안테나의 특성이 변한다. 시간영역에서의 유한차분법에 의한 수치해석 결과를 푸리에 변환하여, 주파수 영역에서 공진 주파수, 반사 손실, 전압정재파비 및 입력 임피던스 등을 계산하였다. 실제 제작한 안테나의 측정 결과와 비교하여 시간영역 유한차분법의 계산 결과가 잘 일치함을 보였다. 최적화 후 약 15% 정도의 최대 대역폭을 얻었다.

Abstract

In this paper, Finite Difference Time Domain (FDTD) method is used to analyze characteristics of the electromagnetically coupled broadband microstrip antenna, and to optimize the antenna parameters. By using short tuning stub in feedline, electromagnetically coupled microstrip antenna shows broadband($\approx 13\%$) characteristics, and the characteristics are varied as a function of length, width, and position of the tuning stub. Operating frequency, return loss, VSWR and input impedance are calculated by Fourier transforming the time domain results. Measurement data from fabricated electromagnetically coupled microstrip antenna are compared with FDTD results and are shown to be in good agreement. After optimization of the parameters, maximum bandwidth of about 15% is achieved.

* 국방과학연구소

Agency for Defense Development

** 동국대학교 전자공학과

Dept. of Electronics Engineering, Dongguk University

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 평면 구조이며, 소형, 경량으로 제작이 용이한 반면에 주파수 대역폭이 3~4%로 좁은 단점[1]을 갖고 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해서, 대수 주기 배열 방법[2], 기관의 두께를 크게 하는 방법[3], 기생 소자가 용량성 결합으로 부가된 안테나를 사용하는 방법[4]등 다양한 방법이 연구되고 있으며, 최근에는 개구결합 적층 (aperture coupled stacked) 마이크로스트립 안테나 [5, 6]등이 연구되고 있다. 또한 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 급전 선로에 짧은 동조 스티브를 연결하면 13%정도의 넓은 대역 특성[7]을 가진다. 이러한 광대역 특성을 갖는 마이크로스트립 안테나는 기관의 두께가 두꺼워 지거나, 수평 혹은 수직으로 구조가 복잡해지기 때문에 주파수 영역에서는 정확한 해석이 불가능해질 뿐만 아니라 광대역에 걸친 주파수에서 반복해서 계산해야 하므로 주파수 영역에서의 해석 방법은 비 효율적이다.

본 논문에서는 마이크로스트립 안테나를 충분히 감싸는 직육면체 형태의 3차원 공간을 유한개의 격자로 분할하고 동시에 시간에 대해서도 분할하여 Maxwell 방정식의 해를 근사적으로 직접 구하는 시간영역 유한차분법(Finite Difference Time Domain Method: FDTD method)[8]을 이용하여, 마이크로스트립 안테나의 급전 선로에 짧은 동조 분기 선로를 갖는 급전 형태의 전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수, 반사 손실, VSWR, 입력 임피던스 등 주파수 응답 특성을 해석하고 설계 제작한 안테나의 측정결과와 비교 확인하였다.

동조 스티브의 길이, 폭, 방사 Patch로부터의 위치의 변화에 따라 급전 선로의 특성이 변하게 되며 안테나의 입력 임피던스 및 전압정재파비 등의 특성이 변한다. 시간영역 유한차분법으로 안테나 파라메타 변화에 대한 전압정재파비를 계산하였고 계산 결과로부터 전압정재파비가 2이하가 되는 최대 대역폭 특성을 갖는 최적 파라메타를 구하여 약 15% 정

도의 대역폭을 얻었다.

II. 시간영역 유한차분법

2.1. YEE 알고리즘

시간영역 유한차분법은 1966년 Yee[8]에 의하여 제시된 후 마이크로스트립 수동 소자, 안테나 및 전자파 산란 분야 등 여러 전자파 분야 수치 해석 방법의 연구[9~11]가 이루어지고 있다. 이러한 시간영역 유한차분법은 해석 대상 영역이 도체 혹은 유전체이거나, 균질 및 비균질 물체의 해석에 용이하게 적용할 수 있다는 장점을 갖고 있다.

시간영역 유한차분법은 해석 대상 영역에서 전자장의 전파 전파를 지배하는 Maxwell의 2가지 미분형 회전 방정식에서 시작한다. 해석 대상 매질이 미소 영역에서 균일한 분포를 갖고, 등방성 무손실이 라고 가정할 때, Maxwell 방정식은

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (1) \quad (\text{Faraday's Law})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2) \quad (\text{Ampere's Law})$$

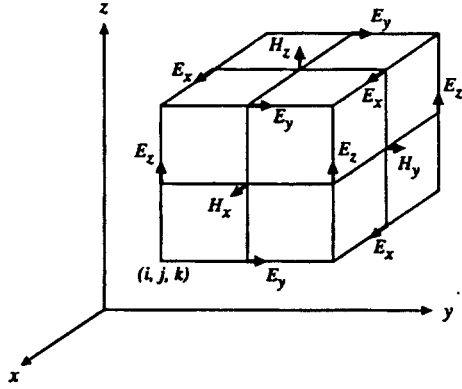
이다. 이 두 가지 편 미분 방정식의 근사해를 구하기 위해서는 유한한 3차원 계산 영역에서 시간과 공간에 대하여 이산화 하여야 한다.

YEE의 표시에 따라 직각 격자에서 공간점은 $(i \Delta x, j \Delta y, k \Delta z)$ 로 나타낼 수 있고, 시간 증분은 $t = n \Delta t$ 로 나타낼 수 있으며, 시간과 공간에 대한 임의의 함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F^n(i, j, k) = F(i \Delta x, j \Delta y, k \Delta z, n \Delta t) \quad (3)$$

여기서 i, j, k, n 은 정수이다.

식 (3)을 시간과 공간 도함수에 대하여 중심차분으로 근사화 하고, [그림 1]과 같이 단위 격자상에 전계 E와 자계 H를 배치하고 전계와 자계를 반시간 스텝으로 개구리뿔(leap-frog) 방식으로 유한차 방정식 형태로 나타내면 식 (4), (5)와 같다.



[그림 1] FDTD 계산을 위한 YEE의 단위 격자 분할
[Fig. 1] A unit cell of the YEE FD-TD lattice

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (4a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (4b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (4c)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon}$$

$$\left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right]$$

$$\left[\frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (5a)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (5b)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (5c)$$

식 (4), (5)에서 임의의 격자점에서 새로운 필드 벡터 성분은, 단지 동일한 격자점에서 한 시간 스텝전의 필드 값과 인접 격자점에서 반 시간 스텝 전의 다른 필드 성분 값으로 구할 수 있다.

2.2. 격자 분할 및 안정조건

마이크로스트립 안테나를 FDTD에 의해서 해석하기 위해서는 안테나를 충분히 감싸는 공간을 결정하고, 계산 결과가 충분한 정확도를 갖도록, 해석 대상 구조의 가장 미세한 부분까지 구분하여 공간 분할 간격 Δx , Δy , Δz 를 선택하여야 하며, 일반적으로 해석하고자 하는 주파수 영역의 가장 작은 파장의 1/10 보다 작도록 선정한다. 또한 시간 분할 간격 Δt 는 직육면체가 공간분할 간격에 대하여 갖는 안정조건은 [12]

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (6)$$

이다. 여기서 v_{\max} 는 해석 대상 영역 내에서 최대 위상 속도이다.

2.3. 여기 펄스 선택

마이크로스트립 안테나의 해석에 있어서 넓은 주파수 대역의 응답 특성을 얻기 위해서는 광대역 주파수 스펙트럼을 포함하는 가우시안 펄스를 선택한다. 가우시안 펄스는 시간상 완만한 파형을 가지면서 푸리에 변환시 주파수 영역에서도 중심이 0인 가우시안 펄스 형태를 가지므로 여기신호로서 이상적이다. 해석 대상에서 진행 방향과 시간에 대한 가우시안 펄스는 다음과 같다.

$$E(t, x) = \exp \left[-\frac{\left(t - t_0 - \frac{x - x_0}{v} \right)^2}{T^2} \right] \quad (7)$$

여기서 v 는 해석 대상 영역에서 펄스의 진행 속도를 나타내며, $x = x_0$, $t = t_0$ 에서 여기 신호는 최대 값을 갖는다.

2.4. 경계 조건 설정

마이크로스트립 안테나와 같은 구조는 전개, 자계 성분을 무한 경계 영역까지 계산해야 하는 개방구조 (Open structure) 이다. 이와 같은 개방 구조에 대한 FDTD해석은 컴퓨터 처리 속도와 기억용량의 한 정 때문에 해석 대상 영역을 제한하고, 제한 영역에 개방 구조와 동일하도록 경계조건을 부여하여야 하며 이를 흡수 경계 조건이라 한다. 해석 대상 영역을 직육면체로 분할할 경우 6개의 외각 경계에 경계 조건을 부여한다. 또한 해석 대상 영역의 내부에서 두 매질이 유전체로 되어 있을 경우 접합 면에서 전자장을 계산할 때에는 두 매질의 평균 유전율을 적용하며, 도체 경계면에서는 접선 방향의 전개 성분과, 법선 방향의 자계 성분은 0으로 둔다.

마이크로스트립 안테나 구조에서 양 측면 및 윗면은 Mur[13]의 1차 흡수 경계 조건을 다음 식과 같이 부여한다.

$$E_{it}^{n+1} = E_{it}^n + \frac{v_{px} \Delta t - \Delta x}{v_{px} \Delta t + \Delta x} \left(E_{it}^{n+1} - E_{it}^n \right) \quad (8)$$

여기서 v_{px} 는 x 방향의 위상 속도이고, E_t 는 경계면 (바깥 영역)에서의 전계의 접선 성분이고, E_{it} 는 경계 면에서 계산 영역 내의 한 절점 안쪽면(mesh 영역)의 전계의 접선 성분을 나타낸다.

2.5. 매개변수 계산

마이크로스트립 안테나의 매개변수 계산은 마이크로스트립 급전 선로가 개방 종단으로 되어 있으므로 1port 회로가 되며, 이때 반사 계수 S_{11} 은

$$S_{11}(f) = \frac{\mathcal{F}[V_{ref}(t)]}{\mathcal{F}[V_{inc}(t)]} \quad (9)$$

이다. 여기서 $V_{ref}(t)$ 는 기준 점에서 반사 전압을 나타내며 $V_{inc}(t)$ 는 기준 점에서 입사 전압을 나타낸다.

III. 수치 해석 및 측정결과 비교

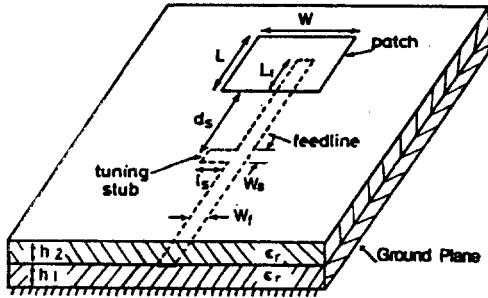
전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 대역폭을 넓히기 위해서는 급전 선로 상에 약 $\lambda_g/8$ 정도의 짧은 동조 스텐브(tuning stub)를 연결하여 임피던스 정합을 시키는 방법이 이용된다.

Tuning stub 급전 방식을 이용한 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 구조는 [그림 2]와 같다. 본 논문에서 사용된 마이크로스트립 안테나의 기판은 CuClad 250($\epsilon_r = 2.45$)이며, 해석 주파수 영역은 직류부터 25GHz까지이고, 설계, 제작한 안테나의 산란 계수 및 입력 임피던스 측정은 HP8510B Network Analyzer 을 이용하였다.

전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 파라메타는 전자기 결합 Inverted Feed 안테나 해석 [14]에 의하여 구하면 다음과 같다.

- 급전 선로 폭 (W_f 50 Ω) = 0.454Cm
- Tuning Stub 길이 (ls) = 0.606Cm
- Tuning Stub 폭 ($W_s = W_f$: 50 Ω) = 0.454Cm
- 급전 선로 종단으로부터 Tuning Stub 위치(L_1

- + d_s) = 4.272Cm
- 방사 Patch 폭(W) = 3.786Cm
- 방사 Patch 길이(L) = 2.357Cm
- 방사 Patch 급전선로상 위치 ($L_1 = L/2$) = 1.178Cm



기판 재질: $\epsilon_r = 2.45$, $h_1, h_2 = 60\text{mil}(1.524\text{mm})$

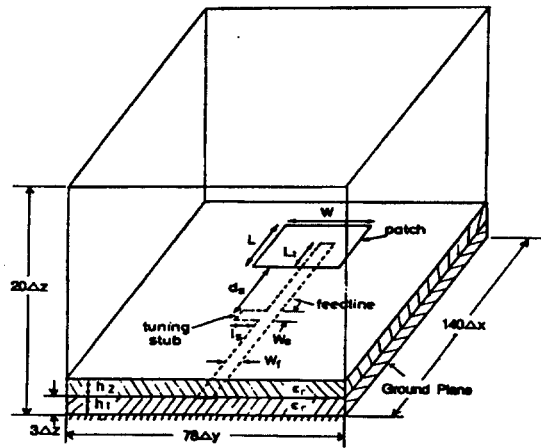
[그림 2] Tuning Stub 급전 방식의 전자기 결합 마이크로스트립 안테나 형태

[Fig. 2] Geometry of electromagnetically coupled microstrip antenna

Tuning Stub 급전 전자기 결합 마이크로스트립 안테나를 FDTD 방법으로 해석하는 것은 대상영역을 [그림 3]과 같이 설정하고, 해석 대상 영역의 입력 여기면, 도체 경계면, 유전체 경계면 및 흡수 경계 조건을 직접 적용하여 구할 수 있다. FDTD 방법으로 정확히 해석하기 위해서 기판두께를 3개 마디로 분할하고, 급전 선로 및 안테나 파라메타를 Δx , Δy 방향으로 각각 정수 배로 분할한다.

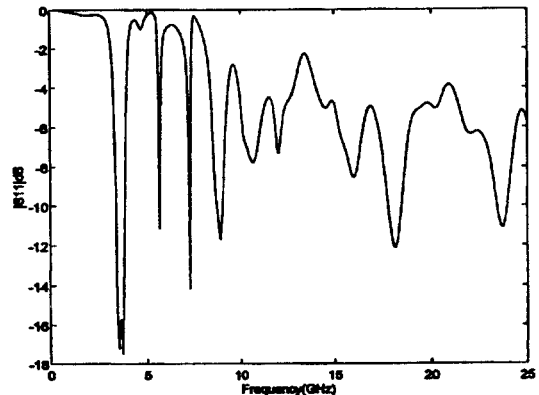
본 논문에서 사용한 공간 분할 간격은, $\Delta x = 0.7365\text{mm}$, $\Delta y = 0.7572\text{mm}$, $\Delta z = 0.5267\text{mm}$ 이고, 총 격자 크기는 x, y, z 방향으로 각각 $140 \times 78 \times 20$ 으로 하였다. 입력 신호 여기면으로부터 Tuning Stub까지의 급전 선로 길이는 진행 펄스의 안정화 시간을 고려하여 $35\Delta x$ 로 하고, Port1의 기준면은 Tuning Stub으로부터 $10\Delta x$ 로 하였다. 시간 간격은 $\Delta t = 1.2283\text{ps}$ 로 하였고, FDTD 계산후 Fourier 변환시 주파수 영역에서 응답 특성에 대한 해상도를

약 50MHz로 하기 위하여 16,000번 정도의 반복 계산을 수행하였다.



[그림 3] Tuning Stub 급전 방식 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 해석 영역

[Fig. 3] Calculation boundary of electromagnetically coupled microstrip antenna

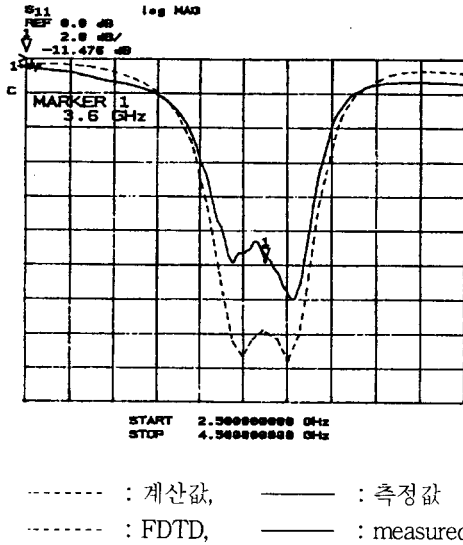


[그림 4] 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 반사 손실

[Fig. 4] Return loss of the electromagnetically coupled microstrip antenna

FDTD 계산 결과 산란 계수는 [그림 4]에 보인바와 같으며, 동작 공진 주파수는 3.6GHz로서 설계 값과 일치한다.

전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 공진점 부근에서의 반사 손실 계산 결과 및 측정값은 [그림 5]와 같다.



[그림 5] 공진점 부근에서의 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 반사 손실

[Fig. 5] Return loss of the electromagnetically coupled microstrip antenna near resonance frequency

계산된 반사 손실을 이용하여 기준 점에서의 전압 정재파비(VSWR)는 [그림 6]과 같다.

계산 값과 측정값의 차이는, 안테나의 구조가 이중 기관으로 되어 있어 제작시 두 유전체 층간의 불완전한 접합 및 기타 제작 상의 오차에 기인하는 것으로 판단된다.

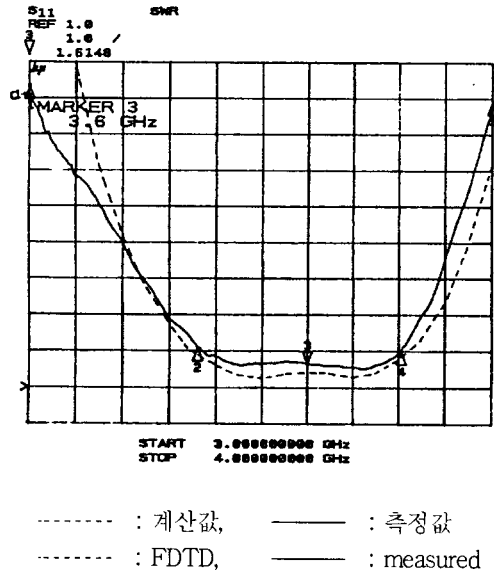
마이크로스트립 안테나의 % 대역폭은 다음 식으로 정의된다.

$$\% \text{ Bandwidth} = \frac{f_{r2} - f_{r1}}{f_{rc}} \times 100 \quad (10)$$

여기서 f_{rc} 는 동작 중심 주파수이고, f_{r2} , f_{r1} 는 각각 VSWR이 2이하인 상, 하측 주파수이다. 따라서 [그림 6]에서 동조 스테르브 급전 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 대역폭은 계산값은 약 470MHz, 측정값은 약 440MHz로서 %대역폭은 계산값이 13.1%, 측정값이 12.2%로서 광대역 특성을 갖는다.

안테나의 입력 임피던스는 기준 점에서의 산란 계수 계산 결과를 마이크로스트립 안테나 급전 종단점에 변환시킴으로서 구할 수 있다.

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

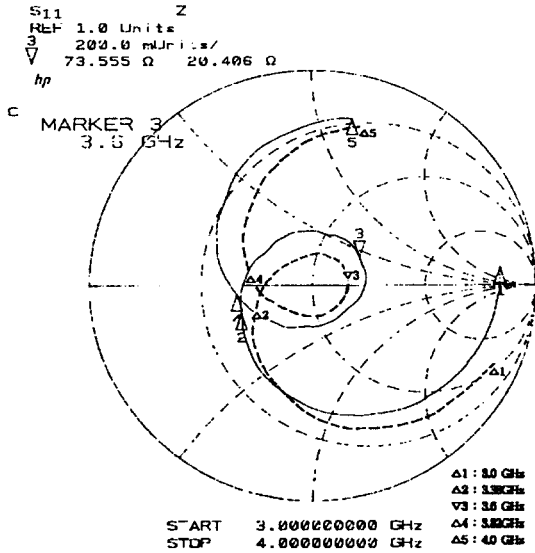


[그림 6] 광대역 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 전압정재파비

[Fig. 6] VSWR of the electromagnetically coupled broadband microstrip antenna

여기서 Z_0 는 급전 선로의 특성 임피던스(50Ω), k 는 파수(wave number: $2\pi/\lambda_g$), L 은 급전 선로 종단으로부터 기준 점까지의 길이를 나타낸다. FDTD 계산 결과로부터 식(11)을 적용하여 계산한 안테나

의 입력 임피던스를 Smith Chart 상에 나타내면 [그림 7]과 같다.



----- : 계산값, ——— : 측정값
 : FDTD, ——— : measured

[그림 7] 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스 궤적

[Fig. 7] Input impedance loci of electromagnetically coupled microstrip antenna

IV. Parameter 최적화

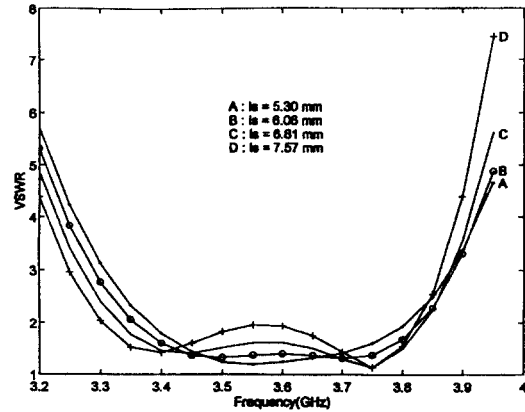
동조 스텐브 급전형 전자기 결합 마이크로스트립 안테나는 동조 스텐브의 길이(l_s), 폭(W_s), 위치(d_s), 및 방사 Patch 가장자리로부터 급전 선로 종단 점의 길이(L_1)등의 변화에 따라 안테나 특성이 변하게 된다.

4.1. 동조 스텐브 길이(l_s) 변화에 따른

전압정재파비 변화

동조 스텐브 길이 변화에 대한 전압정재파비 변화를 계산하기 위해서 동조 스텐브의 길이를 제외한 다른 파라메타는 기본 설계 값에 고정시키고, 동조 스텐브의

길이를 기본 설계 값을 기준으로 FDTD 최소 격자 크기($1\Delta y$) 만큼 증감시키면서 전압정재파비를 계산하였다. 동조 스텐브의 길이 변화에 대한 전자기결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 전압정재파비 FDTD 계산 결과는 [그림 8]과 같다.



$W=3.786\text{Cm}$, $L=2.357\text{Cm}$, $W_f=W_s=0.454\text{Cm}$,

$L_1=1.178\text{Cm}$, $d_s=3.09\text{Cm}$

l_s : [A=0.53Cm, B=0.606Cm, C=0.681Cm, D=0.757Cm]

[그림 8] 동조 스텐브 길이(l_s) 변화에 따른 전압정재파비 계산

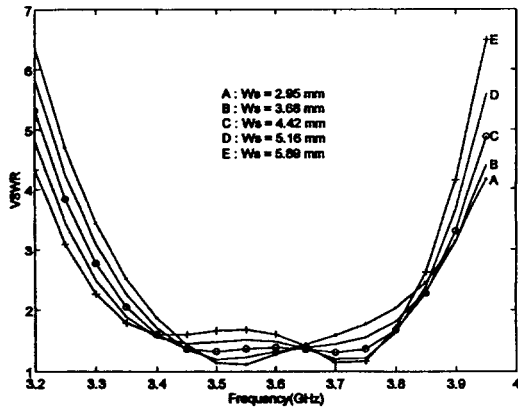
[Fig. 8] Calculated VSWR as a function of tuning stub length(l_s)

기본 설계(B)시의 동조 스텐브 길이보다 $1\Delta y$ 짧은 경우(A) 전압정재파비가 2이하인 안테나 대역폭은 425MHz로서 약 11.8%의 대역폭을 나타내며, 동조 스텐브의 길이가 $1\Delta y$, $2\Delta y$ 씩 길어지면(C, D) 대역폭은 각각 505MHz, 520MHz로서 % 대역폭은 각각 14%, 14.4%로 넓어지면서 중심 주파수 부근에서 전압정재파비가 증가함을 알 수 있다.

4.2. 동조 스텐브 폭(W_s) 변화에 따른 VSWR 변화

동조 스텐브 폭의 변화에 대한 전압정재파비 변화를 계산하기 위해서 동조 스텐브의 폭을 제외한 다른 파라메타는 기본 설계 값에 고정시키고, 동조 스텐브의

터브의 폭을 기본 설계값을 기준으로 FDTD 최소 격자 크기 ($1\Delta x$)만큼 증감시키면서 전압정재파비를 계산하였다. 동조 스테르브 폭의 변화에 대한 전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 전압정재파비 FDTD 계산 결과는 [그림 9]와 같다.



$W=3.786\text{Cm}$, $L=2.357\text{Cm}$, $W_f=0.454\text{Cm}$, $L_1=1.178\text{Cm}$,
 $d_s=3.09\text{Cm}$, $l_s=0.681\text{Cm}$

W_s : [A=2.95mm, B=3.68mm, C=4.42mm, D=5.16mm,
 E=5.89mm]

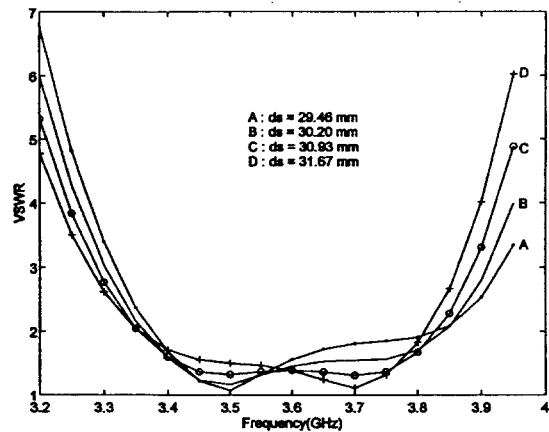
[그림 9] 동조 스테르브 폭(W_s) 변화에 따른 전압정재파비 계산

[Fig. 9] Calculated VSWR as a function of tuning stub width(W_s)

기본 설계(C)시의 동조 스테르브 폭보다 $2\Delta x$ 좁은 경우(A)와 $1\Delta x$ 좁은 경우(B) 전압정재파비가 2이하인 안테나 대역폭은 각각 410MHz, 445MHz로서 약 11.4%와 12.4%의 대역폭을 나타내며 폭이 좁아질수록 대역폭이 좁아짐을 알 수 있다. 동조 스테르브의 폭이 $1\Delta x$, $2\Delta x$ 씩 길어질수록 (D, E)대역폭은 각각 484MHz, 495MHz로서 각각 약 13.4%, 13.8%로 넓어지나 중심 주파수가 낮은 주파수 쪽으로 편이가 생기면서 하측 주파수에서 전압정재파비가 커짐을 알 수 있다.

4.3. 동조 스테르브 위치(d_s) 변화에 따른 VSWR 변화

방사 Patch 가장자리로부터 동조 스테르브 위치 변화에 대한 전압정재파비 변화를 계산하기 위해서 동조 스테르브의 위치를 제외한 다른 파라메타는 기본 설계 값에 고정시키고, 동조 스테르브의 위치를 기본 설계 값을 기준으로 FDTD 최소 격자 크기 ($1\Delta x$)만큼 변화시키면서 전압정재파비를 계산하였다. 동조 스테르브 위치 변화에 대한 전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 전압정재파비 FDTD 계산 결과는 [그림 10]과 같다.



$W=3.786\text{Cm}$, $L=2.357\text{Cm}$, $W_f=W_s=0.454\text{Cm}$,
 $L_1=1.178\text{Cm}$, $l_s=0.681\text{Cm}$

d_s : [A=29.46mm, B=30.20mm, C=30.93mm,
 D=31.67mm]

[그림 10] 동조 스테르브 위치(d_s) 변화에 따른 전압정재파비 계산

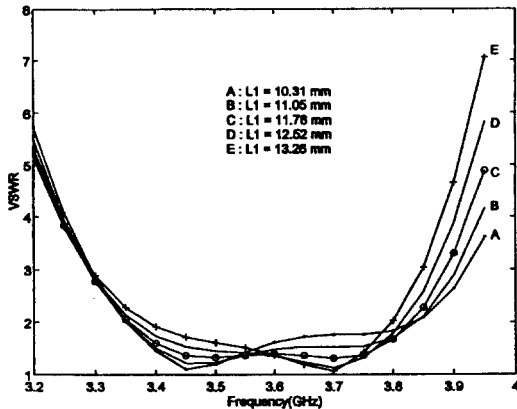
[Fig. 10] Calculated VSWR as a function of tuning stub position(d_s)

기본 설계(C)시의 동조 스테르브 위치보다 $1\Delta x$ 긴 경우(D) 전압정재파비가 2이하인 안테나 대역폭은 455MHz로서 12.6%의 대역폭을 가지며 상측 주파수의 동작 범위가 좁아짐을 알 수 있고, 동조 스테르브의 위치가 기본 설계 시보다 $2\Delta x$ 짧은 경우(A)와 $1\Delta x$ 짧은 경우(B) 전압정재파비가 2이하인 안테나 대역폭은 각각 450MHz, 475MHz로서 약 12.5%

와 13.2%의 대역폭을 나타내므로 기본 설계 시보다 $1\Delta x$ 짧은 경우의 대역폭이 가장 크며, 동조 스테퍼의 위치가 방사 Patch에 가까와 질수록 동작 대역폭은 좁아짐을 알 수 있다.

4.4. 방사 Patch 가장자리로부터 급전 선로 종단까지의 길이(L_1) 변화에 따른 VSWR 변화

급전 선로 종단으로부터 방사 Patch의 전자기 결합 깊이, 즉 방사 Patch 가장자리로부터 급전선로 종단까지의 길이(L_1) 변화에 대한 전압정재파비 변화를 계산하기 위해서 L_1 을 제외한 다른 파라메타는 기본 설계 값에 고정시키고, L_1 값을 기본 설계 값을 기준으로 FDTD 최소 격자 크기 $1\Delta x$ 만큼 변화시키면서 전압정재파비를 계산하였다. L_1 변화에 대한 전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 전압정재파비 FDTD 계산 결과는 [그림 11]과 같다.



$W=3.786\text{Cm}$, $L=2.357\text{Cm}$, $W_f=W_s=0.454\text{Cm}$,
 $d_s=3.09\text{Cm}$, $l_s=0.681\text{Cm}$
 L_1 : [A=1.031Cm, B=1.105Cm, C=1.178Cm,
 D=1.252Cm, E=1.326Cm]

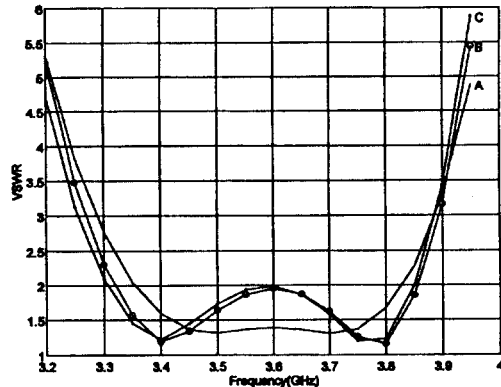
[그림 11] 방사 Patch 가장자리로부터 급전 선로 종단까지의 길이(L_1) 변화에 대한 전압정재파비 계산

[Fig. 11] Calculated VSWR as a function of the distance(L_1) from radiation patch to feeder end

방사 Patch 가장자리로부터 급전 선로 종단까지

의 길이(L_1) 변화에 대한 전압정재파비 변화는 L_1 이 방사 Patch 길이의 1/2인 기본 설계 값(C)으로부터 $1\Delta x$, $2\Delta x$ 긴 경우(D, E) 전압정재파비가 2이하인 안테나 대역폭은 각각 440MHz, 410MHz로서 각각 12.2%, 11.4% 대역폭을 가지므로 결합 깊이가 깊을수록 대역폭이 좁아짐을 알 수 있고, L_1 의 위치가 기본 설계 시보다 $1\Delta x$ 짧은 경우(B)와 $2\Delta x$ 짧은 경우(A)의 안테나 대역폭은 각각 490MHz, 480MHz로서 약 13.6%와 13.3%의 대역폭을 나타내므로 기본 설계 시보다 $1\Delta x$ 짧은 경우의 대역폭이 가장 크며, 급전 선로로부터의 결합 깊이가 작아 질수록 동작 대역폭은 좁아짐을 알 수 있다.

4.5. 파라메타 최적화



$W=3.786\text{Cm}$, $L=2.357\text{Cm}$, $W_f=0.454\text{Cm}$

	l_s (Cm)	W_s (Cm)	d_s (Cm)	L_1 (Cm)	BW(%)
A	0.606 (0.114 λ_g)	0.442 (0.083 λ_g)	3.093 (0.581 λ_g)	1.178 (0.26 λ_g)	470 (13.1%)
B	0.757 (0.142 λ_g)	0.442 (0.083 λ_g)	3.02 (0.567 λ_g)	1.178 (0.26 λ_g)	535 (14.9%)
C	0.757 (0.142 λ_g)	0.442 (0.083 λ_g)	3.093 (0.581 λ_g)	1.105 (0.208 λ_g)	543MHz (15.1%)

[그림 12] 최적화 파라메타 값에서의 전압정재파비 계산

[Fig. 12] Calculated VSWR at each optimized parameter

지금까지 동조 스테브 급전형 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 동조 스테브의 길이(l_s), 폭(W_s), 위치(d_s), 및 방사 Patch 가장자리로부터 급전 선로 종단 점의 길이(L_1)등의 변화에 대한 전압정재파비 변화 특성을 시간영역 유한차분법으로 계산하여 비교 검토하였다. 안테나의 설계요구 조건을 전압정재파비가 2이하인 최대 대역폭 특성이라고 가정하면, 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 각 파라메타 변화에 따른 광대역 특성으로부터 전압정재파비가 2를 초과하지 않는 최대 대역폭 조건에서의 파라메타를 적절히 선정하여 최대 대역폭을 갖는 안테나의 전압정재파비를 계산한 결과는 [그림 12]와 같다.

[그림 12]에서 최대 대역폭을 갖는 안테나의 파라메타는 동조 스테브의 길이가 $\lambda_g/8$ 보다 약간 긴 0.142 λ_g 이며, 방사 Patch 가장자리로부터 급전 선로 종단까지의 길이(L_1)가 $L/2$ 보다 약간 짧고, 동조 스테브의 폭과 위치는 기본 설계 값과 동일할 때, 약 15% 정도의 대역폭을 가지며 기본 설계 값보다 약 2%정도 대역폭이 증가되었다.

V. 결 론

본 논문에서는 시간영역 유한차분법(FDTD method)을 이용하여 전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 특성을 해석하고 안테나 파라메타 값을 최적화 하였다. 시간영역에서의 이론적 계산 결과는 푸리에 변환하여 주파수 영역에서 나타내었으며 설계 제작한 안테나의 측정값과 비교하여 공진 주파수, 반사 손실, 전압정재파비 및 입력 임피던스 값이 잘 일치함을 확인하였다.

따라서 시간영역 유한차분법은 전자기 결합 마이크로스트립 안테나 등과 같은 이중 기관형 구조의 해석 대상 회로에 대해서 광대역 특성을 한번에 쉽게 계산할 수 있음을 보였다. 또한 전자기 결합 광대역 마이크로스트립 안테나의 각각의 파라메타 변화에 따른 안테나의 광대역 동작 특성을 시간영역 유한차분법으로 해석하여 최적 파라메타를 도출하였

고, 이때 전압정재파비가 2이하인 동작 대역 특성은 기본 설계보다 2% 증가된 15%의 대역폭을 얻었다.

앞으로 더욱 복잡하고, 전기적 크기가 큰 대상을 해석하기 위해서는 보다 정확한 경계 조건 설정, sub-cell형태의 격자 분할 기법 등, 컴퓨터 메모리 크기를 축소하고, 컴퓨터 계산 속도를 단축하기 위한 연구가 계속되어야 할 것으로 보인다.

참 고 문 헌

- [1] Peter S. Hall, "Microstrip antenna array with multi-octave bandwidth," *Microwave Journal*, pp.133-139, Mar. 1986.
- [2] P.S. Hall, "Multioctave Bandwidth Log-Periodic Microstrip Antenna Array," *IEE Proc.*, vol.133, Pt. H, No.2, pp.127-136, Apr. 1986.
- [3] E. Chang, S.A. Long, and W.F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. AP-34, No. 6, pp.767-772, Jun. 1986.
- [4] C. Wood, "Improved bandwidth of microstrip antennas using parasitic elements," *IEE Proc.*, vol.127, Pt. H, pp.231-234, 1980.
- [5] 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, 11, pp.400-404, Nov. 1990.
- [6] Frederic Croq, Albert Papiernik, "Stacked slot-coupled printed antenna", *IEEE Microwave and Guided wave Letters*, vol.1, No.10, pp. 288-290, Oct. 1991.
- [7] 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.

- [8] 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.
- [9] Xiaolei Zhang and Kenneth K. Mei, "Time-domain finite difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. MTT-36, pp.1775-1787, Dec. 1987.
- [10] David M. Sheen, Sami M. Ali, Mohamed D. Abouzahr and Jin Au Kong, "Application of the three dimensional sional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. MTT-38, No.7, pp.849-857, Jul. 1990.
- [11] W.J.R. Hoefer, "Time domain electromagnetic simulation for microwave CAD applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. MTT-38, No.7, pp.1517-1527, Jul. 1992.
- [12] Allen Taflove and Morris E. Brodsin, "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.
- [13] 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.
- [14] 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.