

FDTD 법을 이용한 광대역 전자기 결합 마이크로스트립 안테나의 설계

Design of the Electromagnetic Coupling Wideband Microstrip Antenna using FDTD Method

장용웅* · 신호섭** · 김 남** · 박익모*** · 신철재***

Yong-Woong Jang* · Ho-Sub Shin** · Nam Kim** · Ik-Mo Park*** · Chull-Chai Shin***

요 약

본 논문에서는 유한차분 시간영역법(FDTD)를 이용하여 단일 마이크로스트립 안테나와 기생소자를 갖는 광대역 마이크로 스트립 안테나의 특성을 해석하고, 최대 대역폭을 갖는 안테나를 설계하였다. 유한차분 시간영역법에 의한 수치 해석 결과를 Fourier 변환하므로 주파수 영역에서의 반사손실, 입력 임피던스, 복사 패턴 등의 특성을 계산하였다. 이 안테나의 구동소자의 폭, 구동소자와 기생 소자 사이의 간격, 기생소자의 폭과 넓이 변화에 따라 안테나의 입력 임피던스 및 반사손실, 전압 정재파비 등의 특성이 변하고, 광대역 특성을 가진다. 따라서 서로 다른 소자들은 다른 주파수에서 공진되고, 이러한 공진이 대역폭을 향상시킨다.

계산 및 측정된 결과, 결합성을 갖는 마이크로스트립 안테나는 단일 마이크로스트립 안테나의 면적에 약 2배 증가한 반면, 대역폭은 단일 마이크로스트립 안테나에 비해 약 4배 이상 개선되었다. 이러한 계산 결과들은 본 실험의 측정치와 비교적 잘 일치하였다.

Abstract

In this paper, characteristics of the wide band microstrip antennas with parasitic element are analyzed by the Finite Difference Time Domain(FDTD) method, and antenna parameters are optimized to get maximum bandwidth, return loss, input impedance, and radiation pattern are calculated by Founier transforming the time domain results. The characteristics of the antenna are varied and the bandwidth of the antenna is broaded as a length and a width of the driven element, a gap of the driven element and the parasitic element, a width and a length of parasitic element. So the different patches are resonating at different frequencies and this multipule resonance increase the bandwidth.

The Results of the calculation and measurement, the size of the antenna with parasitic element is about a twice larger than a microstrip antenna, but bandwidth is four times better than a microstrip antenna. And these results were in relatively good accordance with the measured values.

* 극동정보대학 전자통신과(Dept. of Tele-Communication Electronics, Keuckdong College)

** 충북대학교 정보통신공학과(Dept. of Computer and Communication Engineering, Chungbuk Nat'l Univ.)

*** 아주대학교 전자공학과(Dept. of Electronics, Ajou University)

· 논문 번호 : 980212-021

· 수정완료일자 : 1998년 6월 11일

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 제한을 받는다. 이러한 단점을 극복하기 위해서 다양한 방법이 연구되고 있다^{[1]~[3]}.

Derneryd와 Lind^[4]는 기판의 두께를 증가시켜 대역폭을 향상시키는 기법을 개발하였지만 기판의 두께가 증가함에 따라 급전 결합과 관련된 복사에 따른 손실, 또한 표면파의 증가가 대두되는 한계를 갖는다. 그리고 두번째 방법은 마이크로 스트립 안테나의 대역폭 한계가 반사손실, 즉 임피던스 정합에 기인한다는 사실에 근거하여 임피던스 정합 회로망을 이용하여 대역폭을 향상시키는 방법이 제안되었다^[5]. 세번째 방법은 동일 평면상에 여러 개의 패치(patch)를 중복적으로 겹치는 방법^{[6],[7]}들이 제안되었다. 이러한 광대역 특성을 갖는 마이크로 스트립 안테나는 구조가 복잡해지기 때문에 주파수 영역에서는 정확한 해석이 어려워질 뿐 아니라 광대역에 걸친 주파수에서 반복해서 계산해야 하므로 주파수 영역에서의 해석은 비효율적이다.

본 논문에서는 단일 마이크로스트립 안테나(구동부)에 기생소자부가 부착한 전자기 결합 마이크로 스트립 안테나를 유한 차분 시간영역법(Finite Difference Time Domain Method : FDTD)을 이용하여 해석 및 설계하였다. 시간 영역에서 전자파의 진행 및 반사되는 전계, 입력 임피던스를 0~3000 Δt까지 계산하였다. 또한, 시간 영역에서 구한 값을 Fourier 변환하므로 주파수 영역(0~20 GHz)에서의 반사손실, 입력 임피던스, 복사패턴 등의 특성을 고찰하였다. 이 안테나의 구동소자의 폭과 구동소자와 기생소자 사이의 간격, 기생소자의 폭과 넓이 등을 변화하면 안테나의 입력 임피던스 및 반사손실, 전압 정재파비 등의 특성이 변한다. 또한 결합성을 갖는 안테나의 파라메타 계산값을 가지고 제작 및 실험을 통하여, 단일 마이크로 스트립 안테나의 특성들과 비교한다.

II. FDTD 이론

시간영역 유한 차분법은 전자기 산란문제를 해결하기 위한 방법으로 1966년 Yee에 의하여 제시되었다. 이러한 유한 차분 근사식은 모든 증분에서 2차적인 절단 에러를 내포하고 있다. Yee의 표시에 따라 직각 격자에서 공간점은 (iΔx, jΔy, kΔz)로 나타낼 수 있고, 시간 증분은 t = nΔt로 나타낼 수 있으며, 시간과 공간에 대한 임의의 함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다^{[8],[9]}.

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

여기서 i, j, k, n은 정수고, Δx, Δy, Δz는 각각 x, y, z 방향의 격자 크기이다.

식 (1)을 시간과 공간 도함수에 대하여 중심차분으로 근사화하고, 단위 격자상의 x방향에 대한 전계 E와 자계 H를 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 전자기 벡터 성분은, 단지 동일한 격자점에서 반 시간 스텝 전의 다른 전자기 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.

시간 영역 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.

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

여기서 v 는 해석 대상영역에서 펄스의 진행 속도를 나타내며, $x=x_0$, $t=t_0$ 에서 여기 신호는 최대값을 갖는다. Gaussian 펄스에서 공간 펄스폭 W 는 진폭 a 값을 갖는 2개의 대칭점 사이의 거리로 정의되며, T 는

$$T = \frac{W}{2v\sqrt{\ln(1/a)}} \quad (5)$$

가 되도록 결정된다. 변수 T , t_0 및 x_0 를 선택하기 위해서는 두 가지 조건을 충족해야 한다. 우선, 공간 분할 간격 Δx 는 해석 대상영역 내의 가장 미세한 구조까지 나타낼 수 있도록 작아야 하고, 시간분할 간격 Δt 는 안정조건이 충족될 정도로 미세하여야 한다. 또한, 해석하고자 하는 주파수 범위에서의 응답 특성이 분석 가능한 최소값을 갖기 위해서는 변수 T 는 충분히 좁아야 하며, 동시에 해석하고자 하는 주파수 범위 내에서의 해상도(resolution)를 좋게 하기 위해서는 변수 T 를 최대한 많이 분할하여야 한다. 만약 이 두 조건이 동시에 만족되지 않으면 Δx 는 더욱 작게 다시 선정하여야 한다.

마이크로스트립 안테나와 같은 구조는 전체, 자체 성분을 무한 경계영역까지 계산해야 하는 개방 구조이다. 이와 같은 개방 구조에 대한 FDTD 해석은 컴퓨터 처리속도와 기억용량의 한정 때문에 해석 대상영역을 제한하고, 제한영역에 구조와 동일하도록 흡수경계조건을 부여한 계산영역의 경계면에서, 전자파의 반사가 일어나지 않도록 한다. 마이크로스트립 안테나 구조의 해석에서 양 측면 및 위

면과 종단은 Mur^[11]의 흡수경계조건을 다음 식과 같이 부여한다.

$$E_{1i}^{n+1} = E_{2i}^n + \frac{v_{px} \Delta t - \Delta x}{v_{px} \Delta t + \Delta x} (E_{2i}^{n+1} - E_{1i}^n) \quad (6)$$

여기서 v_{px} 는 x방향의 위상속도이고, E_{1i} 는 경계면(바깥 영역)에서의 전계의 접선성분이고, E_{2i} 은 경계면에서 계산영역 내의 한 절점 안쪽면(mesh 영역)의 전계의 접선성분을 나타낸다.

시간영역 유한차분법에 의해 계산된 시간영역에서의 계산값은 Fourier 변환에 의한 주파수 영역의 응답을 구할 수 있다.

단일 마이크로스트립 안테나의 구조는 급전부, 구동소자로 구성하며, 단일 마이크로 스트립 안테나 끝부분에 기생소자를 결합한 것이 전자기 결합성을 갖는 마이크로스트립 안테나이며, 그림 1과 같다. 여기서 W 는 급전선의 폭이고, L_1 , L_2 는 구동소자와 기생소자의 길이이며, W 는 구동소자와 기생소자의 폭이다. 그리고, ϵ_r 은 기판의 유전율, h 는 유전체의 높이이다.

단일 마이크로스트립 안테나의 산란 계수는 마이크로스트립 급전선로가 개방종단으로 되어 있으므로 1 port 회로가 되며, 이때 반사 계수 S_{11} 은

$$S_{11}(f) = \frac{\mathcal{F}[V_{ref}(t)]}{\mathcal{F}[V_{inc}(t)]} \quad (8)$$

이다. 여기서 $V_{ref}(t)$ 는 기준점에서 반사전압을 나

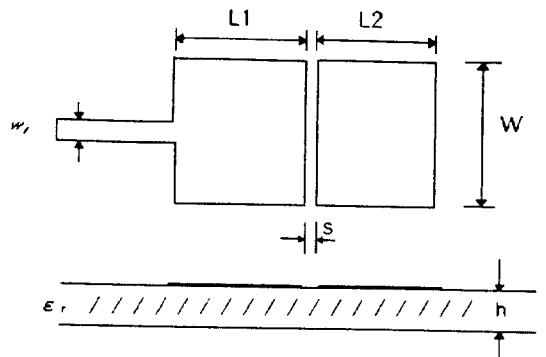


그림 1. 전자기 결합성을 갖는 마이크로스트립 안테나의 구조

Fig. 1. Structure of the electromagnetic coupled microstrip antenna.

타내며, $V_{inc}(t)$ 는 기준점에서 입사전압을 나타낸다. \mathcal{F} 는 Fourier 변환을 나타낸다. 안테나의 입력 임피던스는 기준점에서의 산란계수 계산 결과를 마이크로스트립 안테나 급전중단점에 변환시킴으로 구할 수 있다.

$$Z_i = Z_0 \frac{1 + S_{11}e^{-j2kl}}{1 - S_{11}e^{-j2kl}} \quad (9)$$

여기서, Z_0 는 급전 선로의 특성 임피던스(50 Ω), k 는 파수(wave number : $2\pi/\lambda_g$), l 은 급전선로 중단으로부터 기준점까지의 길이를 나타낸다. FDTD 계산 결과로부터 식 (7)을 적용하여 안테나의 입력 임피던스 값을 계산할 수 있다.

기생소자를 갖는 마이크로 스트립 안테나에서 반사계수 S' 은

$$S'(f) = \frac{\mathcal{F}[V_{ref}(t)]}{\mathcal{F}[V_{inc}(t)]} \exp\{j^2 \mathcal{F}[\beta(t)](L_1 + L_2)\} \quad (10)$$

여기서, $\mathcal{F}[\beta(t)]$ 는 위상 계수이며, L_1 은 구동 소자의 폭이고, L_2 는 기생소자의 폭이다. 다음은 기생소자를 갖는 마이크로 스트립 안테나의 입력 임피던스 Z'_{in} 은 다음과 같다.

$$Z_{\epsilon}' = Z_0 \frac{1 + S'(f)}{1 - S'(f)} \quad (11)$$

유전체는 등방성(isotropic)이고, 균일성(homogeneous)이며, 도체는 무손실(lossless)하고, 마이크로스트립 도체와 접지면은 유한하다고 가정하고, 전계에 대하여 풀면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

원거리에서 전계성분중 E_θ , E_ϕ 성분은

$$E_\theta = -j\omega A_x \cos \theta \cos \psi - j\omega A_y \cos \theta \sin \psi \quad (12)$$

$$E_\phi = j\omega A_x \sin \psi - j\omega A_y \cos \psi \quad (13)$$

여기서, A_x , A_y 는

$$A_x = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} (J_x(x,y)) e^{jk_0(x \sin \theta \cos \psi + y \sin \theta \sin \psi)} dx dy \quad (14a)$$

$$A_y = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cdot \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2}$$

$$(J_y(x,y)) e^{jk_0(x \sin \theta \cos \psi + y \sin \theta \sin \psi)} dx dy \quad (14b)$$

III. 결과 및 고찰

그림 1의 급전부와 구동부로 구성된 단일 직사각형의 마이크로 스트립 안테나를 3차원 공간에서 FDTD 법을 이용하여 해석하였다. FDTD 방법으로 해석하기 위해서는 대상영역의 안테나를 충분히 감싸도록 설정하고, 해석 대상 영역의 입력 여기면, 도체의 경계면, 흡수 경계조건을 직접 적용하여 구할 수 있다. 또한 정확히 해석하기 위해서 기판의 두께(h)를 3개 마디($3\Delta z$)로 분할하고, 급전선로 및 안테나의 파라메타를 Δx , Δy 방향으로 각각 정수배로 분할한다. 여기서 사용한 공간분할 간격은 $\Delta x=0.318$ mm, $\Delta y=0.313$ mm, $\Delta z=0.315$ mm이고, 총 격자 크기는 x , y , z 방향으로 각각 $183 \times 150 \times 20$ 으로 하였다. 입력 신호 여기면으로부터 port 1의 기준면까지의 급전선로 길이는 진행펄스의 안정화 시간을 고려하여 $0.5\lambda_g$ 이상 되게 하고, 식(4)의 t_0 는 50 ps로 하였다. 또한 인가 신호는 펄스폭을 조절함으로써 DC에서부터 원하는 주파수 대역에 관한 정보를 얻을 수 있는 T 가 20 ps인 Gaussian pulse를 인가하였다. 여기서 사용한 기판은 유전율(ϵ_r)이 2.6, 두께가 1.578 mm, loss tangent($\tan \delta$)는 0.002인 테이프론 기판을 대상으로 시뮬레이션하였으며, 중심 주파수 3.4 GHz에서 급전선의 폭(Wf)는 1.251 mm이고, 안테나의 치수는 26.5×30 mm²로 계산하였다.

그림 1과 같이 구동부에 기생부 소자가 부착된 구조의 전자기 결합 마이크로 스트립 안테나를 FDTD 방법으로 정확히 해석하기 위해서 기판의 두께(h)를 3개 마디($3\Delta z$)로 분할하고, 급전선로 및 안테나의 파라메타를 Δx , Δy 방향으로 각각 정수배로 분할한다. 여기서 사용한 공간분할 간격은 $\Delta x=0.315$ mm, $\Delta y=0.313$ mm, $\Delta z=0.35$ mm이고, 총 격자 크기는 x , y , z 방향으로 각각 $300 \times 150 \times 15$ 로 하였다. 입력 신호 여기면으로부터 port 1의 기준면까지의 급전선로 길이는 진행펄스의 안정화 시간을 고려하여 $0.5\lambda_g$ 이상 되게 하고, 식(4)의 t_0 는 50 ps로 하였다. 또한 인가 신호는 펄스폭을 조절함으로써 DOC에서부터 원하는 주파수 대역에 관한 정보

를 얻을 수 있는 T 가 20 ps인 Gaussian pulse를 인가하였다. 계산된 안테나의 치수는 구동 소자의 길이($L1$)와 기생소자의 길이($L2$)는 각각 26.5 mm, 25.5 mm, 안테나의 폭(W)는 30 mm, 구동부와 기생부사이의 간격(s)는 0.7 mm로 최적화하였다.

전자기 결합 마이크로 스트립 안테나의 입사파와 전체파형을 시간축 상에서 계산하였으며, 그 결과를 그림 2와 3에 각각 나타내었다. 그리고 반사형은 그림 3에서 그림 2를 빼면 구할 수 있다.

그림 4는 식 (9)를 이용하여 급전부가 임피던스 정합된 후에 단일 패치 안테나(구동부)와 전자기

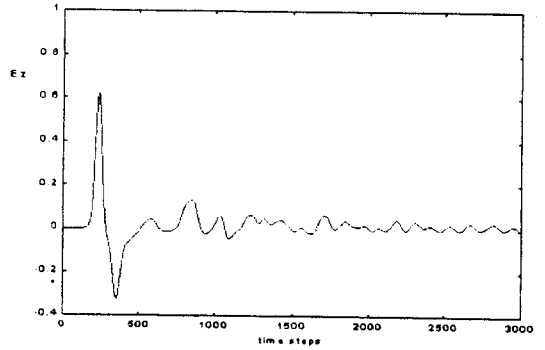


그림 3. 기생소자를 이용한 마이크로 스트립 안테나의 전체 파형

Fig. 3. Total waveform of the microstrip antenna using parasitic element.

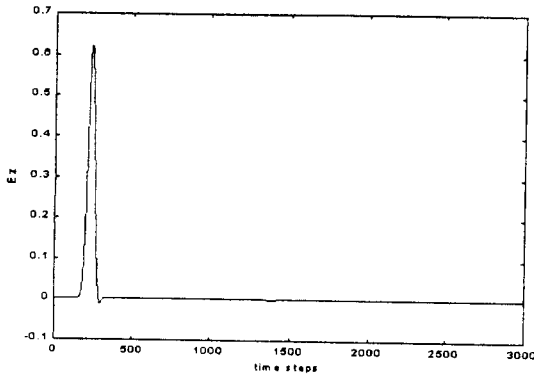
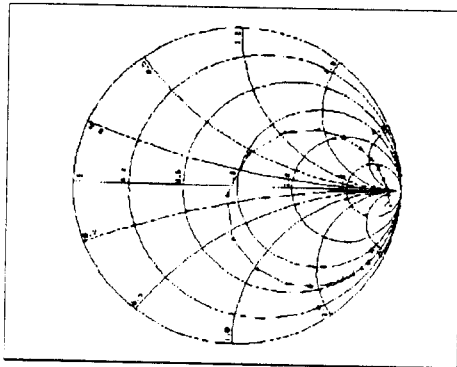


그림 2. 구동부 안테나의 전체 파형

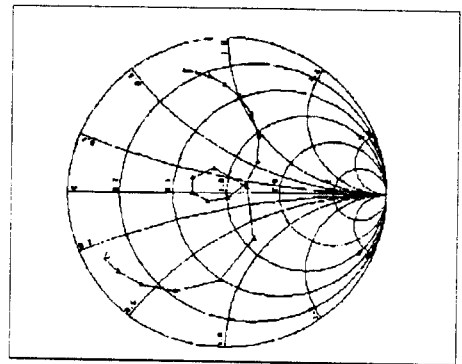
Fig. 2. Total waveform of the driven patch antenna.

결합 안테나의 입력 임피던스를 주파수 영역에서 계산한 것으로써, 이것은 FDTD 법을 이용하여 얻은 값들을 Fourier 변환하면 얻을 수 있다. 즉, 입력 임피던스와 S-파라메타는 그림 1과 같은 안테나 구조면의 측정 기준점에서 시간에 대한 입력파와 반사파를 구하여 주파수 영역으로 변환함으로써 가능하다.

제작된 단일 마이크로스트립 안테나의 접지면의 크기는 90×50 mm이고, 전자기 결합 안테나의 접지면의 크기는 120×50 mm로 제작하였으며, 급전



(a) 구동부 패치 안테나



(b) 전자기 결합성을 이용한 패치 안테나

그림 4. 복사 패치 및 급전선로에서의 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스

(a) Driven patch antenna (b) Electromagnetic coupling patch antenna

Fig. 4. Input impedance of the electromagnetic coupling microstrip antenna at the feedline of the radiation patch.

부를 임피던스 정합한 구동부 안테나와 전자기 결합을 이용한 안테나의 입력 임피던스를 측정된 것을 그림 5(a)와 (b)에 각각 나타내었다. Finite ground plane으로 해석하여 제작한 것과 infinite ground plane으로 해석하여 제작한 안테나에서, 임피던스의 영향은 거의 차이가 없으나, 복사 패턴에서는 finite ground plane의 경우가 infinite ground plane보다 back lobe가 더 많이 발생하고, 복사패턴의 빔폭에서도 미소한 차이를 보이므로 더 정확성이 있다.

그림 6은 전자기 결합 안테나에서 펄스가 시간에 따라 진행되는 것으로 $n=800$ 일 때 전파의 진행상태를 3차원 그래프로 나타내었다.

그림 7은 전자기 결합 마이크로 스트립 안테나의 반사손실값을 20 GHz까지 나타낸 것으로써, FD-TD 계산 결과로부터 식 (8)을 이용하여 구할 수 있으며, 공진 주파수의 설계값과 일치한다.

그림 8은 급전부 임피던스를 정합시키기 전과 후에 단일 마이크로 스트립 안테나(구동부)의 각각의 반사손실값과 전자기 결합 마이크로 스트립 안테나의 반사손실값을 계산하여 서로 비교해 본 결과, 전자기 결합 마이크로 스트립 안테나의 대역폭은 구동부의 단일 직사각형 안테나에 비해 약 4배 이상 개선되었다.

급전부를 정합한 구동부 안테나와 전자기 결합성을 이용한 마이크로 스트립 안테나의 반사손실을

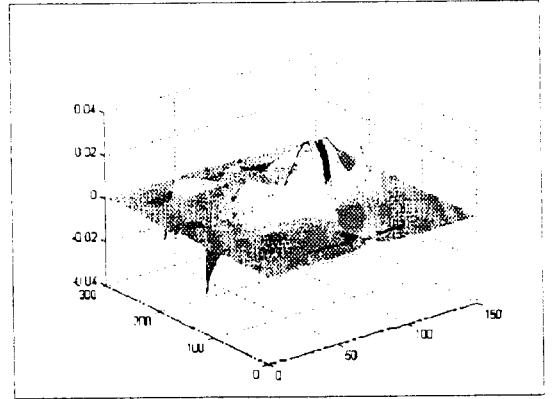
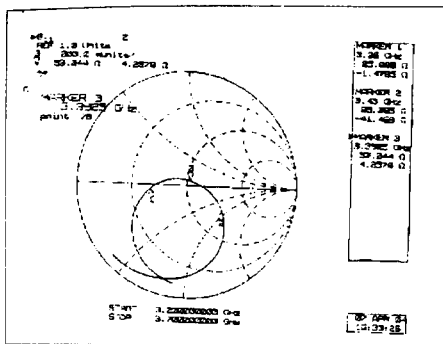


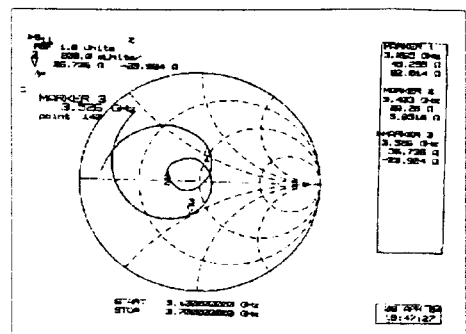
그림 6. $n=800$ 일 때 펄스의 진행상태
Fig. 6. Progress state of the pulse at $n=800$.

측정한 것을 그림 9(a)와 (b)에 각각 나타내었으며, 단일 구동부 안테나는 공진 주파수를 중심으로 반사손실 -10 dB 이하에서 사용할 수 있는 주파수 대역폭은 60 MHz 정도인 반면에, 전자기 결합성을 이용한 안테나는 약 240 MHz 이상이다. 즉, 전자기 결합을 이용한 안테나는 단일 구동부 안테나의 면적에 약 2배 증가한 반면, 대역폭 특성은 4배 이상 개선되었다.

또한 그림 10(a)는 식 (12)를 이용하여 계산한 것으로 단일 마이크로 스트립 안테나의 복사패턴에 대한 FDTD 계산이고, (b)는 측정치로서, 비교적 잘 일치하였다. 그림 11(a)는 전자기 결합 마이크



(a) 구동부 패치 안테나



(b) 전자기 결합성을 이용한 패치 안테나

그림 5. 구동부 안테나와 전자기 결합성을 이용한 안테나의 입력 임피던스(측정치)
(a) Driven patch antenna (b) Electromagnetic coupled patch antenna

Fig. 5. Input impedance of a driven patch and coupling patch antenna(measured value).

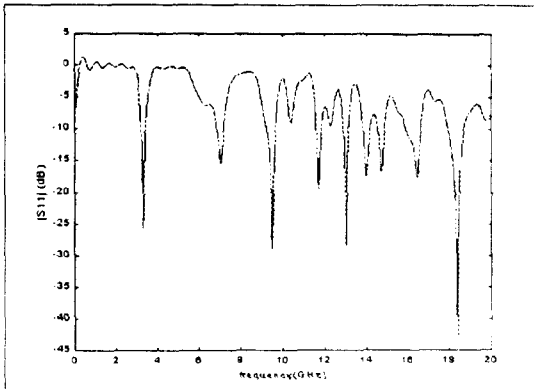


그림 7. 전자기 결합 마이크로 스트립 안테나의 반사손실

Fig. 7. Return loss of the electromagnetic coupling microstrip antenna.

로 스트립 안테나의 복사패턴에 대한 FDTD 계산치이고, (b)는 측정치로서, 측정치가 계산치보다 back lobe가 약간 더 많이 발생하였으며, 그 이유는 계산치는 infinite ground plane에서 얻은 값이고, 측정치는 finite ground plane에서 얻은 값에서 차이가 나는 것으로 생각된다.

IV. 결 론

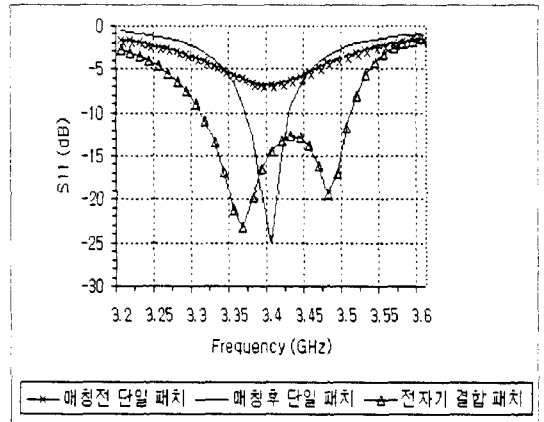
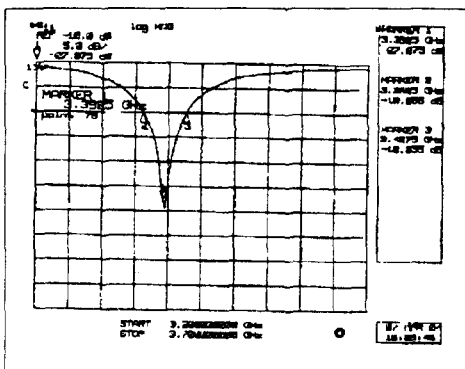


그림 8. 계산된 반사손실의 비교

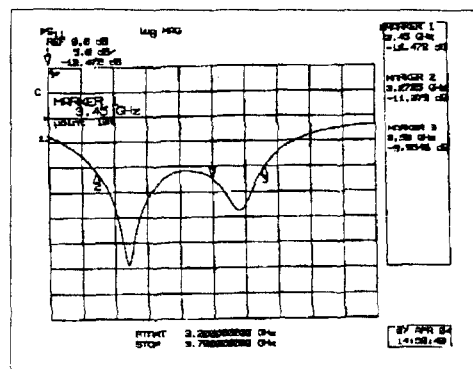
Fig. 8. Comparison of the calculated return loss.

본 논문에서는 단일 마이크로스트립 안테나에 기생소자를 갖는 전자기 결합 마이크로스트립 안테나를 유한차분 시간 영역법을 이용하여 해석 및 설계하였으며, 이 계산된 파라메타 값을 가지고 제작한 후, 실험하였다.

전자기 결합 마이크로 스트립 안테나의 설계시 유한 차분 시간영역법을 이용하여 마이크로 스트립 선로 및 안테나의 특성 파라메타 값을 구할 때, 안테나의 해석 경계면의 물리적인 공간에서 전자기파의 전파특성을 유지하면서 반사파가 발생되지 않게



(a) 구동부 패치 안테나

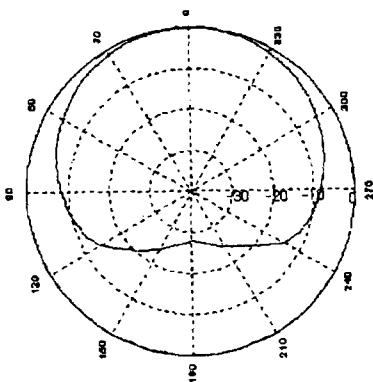


(b) 전자기 결합성을 이용한 패치 안테나

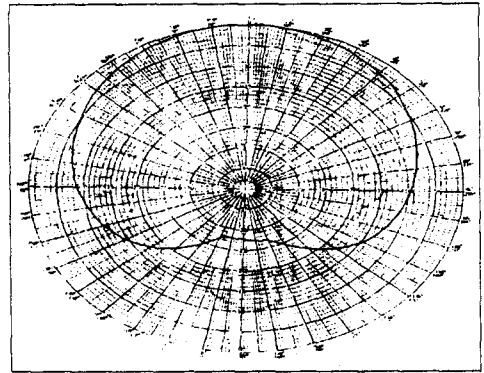
그림 9. 측정된 반사 손실값

Fig. 9. Measured return loss value.

(a) Driven patch antenna (b) Electromagnetic coupling patch antenna



(a)



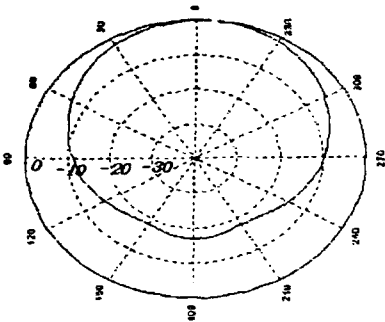
(b)

그림 10. 단일 마이크로 스트립 안테나의 복사패턴

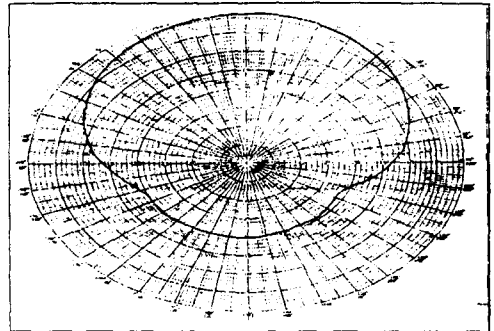
(a) 계산치 (b) 측정치

Fig. 10. Radiation pattern of a microstrip antenna.

(a) Calculated value (b) Measured value



(a)



(b)

그림 11. 전자기 결합을 갖는 마이크로 스트립 안테나의 복사패턴

(a) 계산치 (b) 측정치

Fig. 11. Radiation pattern of the electromagnetic coupled microstrip antenna.

(a) Calculated value (b) Measured value

해석 조건을 만족하기 위해 흡수경계조건을 사용하였다. 그리고, 유한 차분 시간영역법에 의한 수치 해석을 하므로써, 시간 영역에서 전자파의 진행 및 반사되는 정도, 입력 임피던스의 크기를 0~3000 Δt 까지 계산하였다. 또한, 시간 영역에서 구한 값을 Fourier 변환하므로 주파수 영역(0~20 GHz)에서의 반사손실, 입력 임피던스, 복사패턴 등의 특성을

고찰하였다. 제작된 안테나의 실험을 통하여, 전자기 결합을 갖는 마이크로 스트립 안테나는 단일 마이크로 스트립 안테나의 면적에 약 2배 증가한 반면, 대역폭은 약 4배 이상 개선되었다. 이와 같은 방법은 광대역을 필요로 하는 통신 시스템에 응용될 수 있으리라 사료된다.

참고 문헌

- [1] P. S. Hall, "Multioctave Bandwidth Log-periodic Microstrip Antenna Array," *IEEE 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, June 1986.
- [3] Chen We, Jian Wang, Russel Fraich, and John Litva, "A rigorous of an aperture-coupled stacked microstrip antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 3, no. 11, pp. 400-404, Nov. 1990.
- [4] A. G. Derneryd and A. G. Lind, "Extended Analysis of Rectangular Microstrip Resonator Antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagate.*, vol. AP-27, pp. 846-849, 1979.
- [5] R. W. Dearnley and R. F. Barel, "A broad-band transmission line model for a rectangular microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagate.*, vol. 37, pp. 6-15, Jan. 1989.
- [6] D. M. Pozar and S. M. Voda, "A rigorous analysis of a microstripline fed patch antenna," *IEEE Trans. AP.* vol. 35, pp. 1343-1350, Dec. 1987.
- [7] P. S. Hall, C. Wood, and C. Garrett, "Wide Bandwidth Microstrip Antennas for Circuit Integration," *Electronics Letters*, vol. 15, pp. 458-460, 1979.
- [8] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. *The finite difference time domain method for electromagnetics*. CRC Press, Inc, pp. 11-26, 1993.
- [9] N. O. Sadiku, *Numerical techniques in electromagnetics*, CRC Press, pp. 179-203, 1992.
- [10] Allen Taflov 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] G. Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-domain Electromagnetic-Field Equation," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, EMC-23, no. 4, pp. 377-382, Nov. 1981.

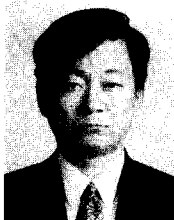
장 용 응



1989년 2월 명지대학교 전자공학과(공학사)
 1991년 8월 명지대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1993년 3월~현재 아주대학교 대학원 전자공학과 박사과정
 1994년 3월~현재 극동정보대학 조교수

[주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 안테나 설계

신 호 섭



1995년 8월 충북대학교 정보통신공학과(공학사)
 1998년 2월 충북대학교 대학원 정보통신공학과(공학석사)
 [주 관심분야] 전자파 해석, 전파전파, EMI/EMC

김 남

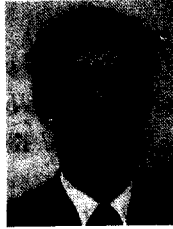


1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1983년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1988년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
1992년 8월~1993년 8월 : 미 Stan-

ford대학 방문교수

1989년 2월~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 교수
[주 관심분야] 전파전파, 적응배열 안테나, EMI/EMC, 광 정보처리

신 철 재



1964년 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
1968년 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)
1983년 : 연세대학교 전자공학과(공학박사)
1970년~1977년 : 광운대학교 조교수

1986년~1987년 : 플로리다대학교 방문교수

1977년~현재 : 아주대학교 전기전자공학부 교수

[주 관심분야] 안테나설계 및 해석, EMI/EMC, 초고주파 통신 부품 개발, 전파전파

박 익 모



1984년 : 뉴욕주립대학교 전기전자공학(공학사)
1989년 : 일리노이대학교 전기전자공학(공학석사)
1994년 : 일리노이대학교 전기전자공학(공학박사)
1994년~1996년 : LG 전자기술원 선임

연구원

1996년~현재 : 아주대학교 전기전자공학부 조교수
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 수치 해석