

고온초전도 마이크로스트립 패치 안테나의 근거리 전자장 해석

논문
9-8-2

Near Electromagnetic Field Analysis of HTS Microstrip Patch Antenna

정동철* 허원일* 김민기* 한태희* 한병성*

(Dong-Chul Chung, Won-Il Huh, Min-Ki Kim, Tae-Hee Han, Byung-Sung Han)

Abstract

In this paper, the high- T_c superconductor (HTS) microstrip patch antenna which is directly coupled to a microstrip transmission line is designed and the numerical solution which evaluate near electromagnetic field of HTS antenna is presented. This solution uses the interpolation function with the vector edge triangular element. The advantage of this element is the elimination of spurious solutions attributed to the lack of enforcement of the divergence condition.

The results of this method have a good agreement with TM_{10} mode in HTS microstrip patch antenna and show that the computation of resonant length considering the fringing capacitance effect at radiating edge are proper.

Key Words(중요용어) : Triangular edge element(삼각형 변요소), Element formulation(요소 정식화), Weighting function(가중함수), Standing wave(정재파), Electric equipotential line(등전위선).

1. 서 론

1986년 Bednorz 와 Müller에 의한 LaSrCuO 산화물 초전도체($T_c = 35$ K)의 발견¹⁾은 보다 높은 임계온도를 갖는 초전도 물질 합성연구의 시발점이 되었고, BiSrCaCuO계 초전도체를 비롯하여 TlBaCaCuO계 초전도체 및 HgBaCaCuO계 초전도체가 잇따라 발견되었으며, 그 결과 액체질소 비등점 이상에서 초전도 현상을 나타내는 YBaCuO 산화물 초전도체($T_c=80\sim 135$ K)가 출현하게 되었다. 현 시점에서의 고온초전도체에 관한 연구는 새로운 초전도 물질의 개발과 이미 개발된 초전도체를 산업현장에 응용하려는 실용화 연구가 주류를 이루고 있다. 그 예로 고온 초전도 박막을 이용한 각종 마이크로파 소자 개발^{2,3)}과 초전도 선재를 이용한 각종 기기의 개발을 들 수 있다.

초전도체를 안테나에 적용하려는 시도는 1991년 R.C. Hansen⁴⁾의해서 그 개념이 제시

되었으며, 이후 H. Chaloupka⁵⁾ 등이 YBaCuO 산화물 초전도 박막을 이용하여 안테나 축소화(miniaturize)에 관한 방법을 제기하였고 R. J. Dinger⁶⁾ 등은 고온초전도 산화물 초전도체를 안테나에 응용하려는 노력을 보였다. 현재의 연구 동향은 다양한 주파수에 걸쳐서 안테나를 제작하려는 시도와 이미 제작된 안테나를 바탕으로 그 전자장을 해석하여⁷⁾ 최적의 설계 조건을 확보하려는 노력으로 구분될 수 있다.

이러한 마이크로스트립 패치 안테나는 1953년 Deschamps에 의해 기본개념이 제안된 후⁸⁾, 1974년 Munson은 로켓 및 미사일에 이용할 수 있는 사각형 모양의 마이크로스트립 배열 안테나를 제작하여 사용한 바 있으며, 인공위성과 NASA의 셔틀 우주선의 통신을 위한 인공위성용 마이크로스트립 패치 안테나가 1980년대에 개발되었고,⁹⁾ 직접 위성방송용 TV 수신 안테나로 원편파 마이크로스트립 안테나가 개발 이용되고 있다.

마이크로스트립 안테나는 유전체 손실과 급전 손실에 의해 안테나의 이득이 제한을 받고, 주파수 대역폭이 좁으며, 가용 전력량이 작다는

* : 전북대학교 전기공학과
접수일자 : 1996년 3월 25일
심사완료 : 1996년 7월 24일

단점을 가지고 있지만 실험실 규모로 제작이 가능하며 반도체 소자 제조기술인 사진식각(photolithographic)기술에 의해 대량생산이 가능할 뿐만 아니라 수백 MHz에서 50 GHz의 넓은 주파수 대역에서 널리 사용될 수 있는 장점이 있다.^[10] 특히 크기가 작고 가벼우며 원통주위에 부착할 수 있기 때문에 고속으로 이동하는 물체인 인공 위성, 로켓트, 미사일 및 광대역 레이다용 안테나로서 폭넓게 활용될 수 있다.

최근, 인공위성까지도 이용할만큼 통신수요가 증가하고 무선전화 등을 이용하는 이동통신의 대중화에 따라 안테나의 수요가 급증하고 있는 추세에서, 현재 사용되고 있는 일반 금속을 주재료로 하여 제작된 마이크로스트립 패치 안테나는 효율, 크기, 지향성 및 이득 등에서 한계를 보여주고 있으므로, 마이크로파 영역에서 효율과 지향성을 높일 수 있는 고온초전도 마이크로스트립 패치 안테나의 개발은 정보통신분야에서의 핵심 과제로 부각되고 있다.

마이크로스트립 패치 안테나의 해석은 전송선로형(transmission line model)이나 공동형(cavity model)을 이용한 해석과 모멘트법(moment method)을 이용한 해석 등을 들 수 있다. 전송선로형의 경우, 폭이 다른 마이크로스트립 전송선로로 연결된 구조에서 폭이 넓은 전송선의 양 끝단에 있는 누설 전계를 원거리 전자계의 등가 전원으로 보고 안테나의 특성을 계산하는데, 이 방법은 안테나의 구조적 이해를 쉽게 해주지만, 사각형 패치에만 적용되는 단점을 가지고 있다. 또한 패치와 접지판 사이를 자기벽(magnetic wall)으로 둘러싸인 공진기라고 모형화하여 안테나 특성을 계산하는 공동형 해석법은 공진기의 공간 모드를 구할 수 있는 다양한 형태의 패치에 대하여 해석이 가능하지만 표면파를 해석하지 못한다는 단점을 가지고 있다.

반면, 해석대상을 삼각형 변요소를 이용하여 잘게 분할한 후 각각의 해를 구하는 방법은 마이크로스트립 안테나를 해석하는데 있어서 무한경계를 해결치 못하는 단점을 가지고 있어 일반적으로 무한경계를 흡수체로 보고 이를 경계조건에 감응시킨 하이브리드법이 이용되고 있다. 하지만 변요소(edge element)를 이용한 벡터 해석은 경계면에서 발생하는 가상 해를 계산과정에서 제거하여 수렴 계산 후에 발산 조건(divergence condition)과 일일이 대조해야 하는 수고를 덜어주기 때문에 안테나를 비롯한 마이크로파 소자의 주변 전계 해석에 유리하다. 따라서 본 논문에서는 기존의 전송선로형과 공동형을 이용하여 공진 길이 및 폭의 유효값을 결정하고, 해석영역을 적당한 것수의 삼각형

변요소(triangular edge element)로 분할한 다음, 각각 영역에서 지배방정식을 정의한 후 범함수를 이용하여 고온초전도 마이크로스트립 안테나의 패치(patch) 내부 및 주변 전자계를 해석한 후 그 결과를 도식하였다.

2. 마이크로스트립 안테나의 설계

2.1. 공진길이와 마이크로스트립 안테나의 폭

일반적으로 사용되는 안테나는 전 주파수 영역에 걸쳐 좋은 특성을 기대하기는 어렵고, 어느 한정된 주파수 범위에서만 사용이 가능하다. 특히 구형(rectangular) 패치 안테나인 경우 패치 길이 L에 의해서 정해지는 주파수 범위만 안테나의 특성을 좌우한다.^[11] 마이크로스트립 패치 안테나의 설계는 TM₁₀ 모드 상에서, 기관의 유효 유전율을 고려한 사용 주파수의 반파장 $\lambda_g/2 = \lambda_0/(2\sqrt{\epsilon_r})$ 에 해당하는 L₀ 보다 약간 작은 값을 패치면의 길이로 하는데 이때 L₀는 안테나 방사면에서의 누설을 고려하지 않은 초기값이다. 또한 패치 폭 W는 부가적으로 발생하는 기생적인 고차 모드를 여기서 지우기 위해 초기값을 대략적으로 $\lambda_0/2$ 에 근접하는 값을 취하고, Pozar가 제안한 방법^[12]을 이용하여 방사면과 임피던스와의 정합(matching)을 이루기 위해 좀더 정확한 값에 근접할 수 있도록 계산하였다. 따라서 이러한 형태는 그림 1에 나타낸 등가회로와 같은 G - jB의 어드미턴스를 가진 폭 W의 복사 소자가 길이 L 만큼 떨어져 평행 배열된 형태로서 간주할 수 있으며 각각의 개방단에서 누설되는 전장에 의해 전자파의 복사가 생긴다. 만약 가장자리 효과(fringe effect)에 의한 전계가 존재하지 않는다면 공진주파수는,

$$f_{res} = c/2L\sqrt{\epsilon_r} \tag{1}$$

와 같이 될 것이다.

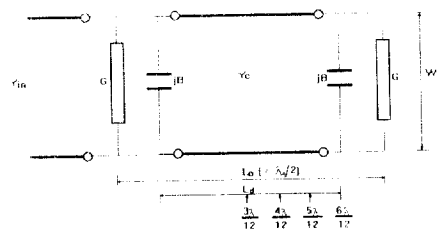


그림 1. 마이크로스트립 안테나의 등가 회로
Fig. 1. Equivalent circuit of microstrip antenna

그러나 실제의 경우에는 가장자리 효과¹³⁾에 의한 커패시턴스가 존재하기 때문에 f_0 보다 다소 작은 주파수에 대응하는 L값이 타당하다. 본 연구에서는 가장자리 전계를 고려하여 패치면과 패치의 공진길이를 계산하였다.

2.2. 입력 방법

마이크로스트립 안테나의 입력방법으로는 동축 케이블에 의한 급전방법과 마이크로스트립 선로에 의한 방법 전자기적 결합에 의한 방법, 그리고 겹결합에 의한 방법을 들 수 있다. 본 연구에서는 마이크로스트립 선로에 의한 방법을 채용하였으며, 고려한 안테나의 모형은 그림. 2와 같다.

설계된 안테나의 공진길이는 L은 4,032.9 μm , 폭이 5,429.7 μm 였으며 입력 선로의 폭은 49 μm 였다. 100 Ω 의 입력저항을 얻기 위해 입력 선로 중 1,187 μm 를 패치면으로 삽입하였고 100 Ω 패치면과 50 Ω 입력 선로와 결합하기 위해 $\lambda_0/4$ 변환기를 이용하였다.

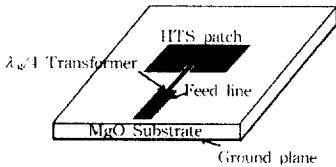


그림. 2. HTS 마이크로스트립 안테나의 패턴
Fig. 2. Pattern of HTS Microstrip Antenna.

3. HTS 마이크로스트립 안테나 근거리 전자장 해석

고온초전도 마이크로스트립 패치를 해석하기 위해 2차원 삼각형 변요소를 이용하여 해석장을 분할한 다음, 복사 패치에 인가되는 반송파를 quasi-TEM 모드로 가정하였는데 이는 마이크로스트립 선로의 측면이 개방(open)되었는 형태이므로 완전한 TEM 모드로 가정할 수 없기 때문이다. 또한 이와 같은 구조에서 전자파를 해석할 때 전계 또는 자계의 세기를 변수로 사용할 수 있는데, 본 논문에서는 전계의 세기를 변수로 취하였다. 복사 패치 내의 전계의 세기는 도체면에서 접선성분의 전계의 세기가 0이 된다는 경계조건을 만족하여야 한다. 이러한 경계조건은 자계를 변수로 취했을 때에 비하여 미지수의 수가 줄어드는 장점을 가져다 준다. 따라서 해석장에서 전위 분포를 계산하기 위하여 식 (2)와 같이 벡터 Helmholtz 방정식을 풀었다.

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_r} \nabla \times \vec{E} \right) - k_0^2 \epsilon_r \vec{E} = 0 \tag{2}$$

여기서 $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ 이고 패치면은 완전 도체이다.

삼각형 변요소에서의 각각의 대수방정식을 전체 해석장으로 취합하고 전체 연립방정식을 풀기 위해 요소 정식화(element formulation)를 취하였다. 그리고 정식화는 가중 잔차법 (weighted residual method) 중에서 가중함수(weighting function)를 요소의 형상함수(또는 보간함수; interpolation function)로 사용하는 Galerkin 법을 이용하여 (3) 식과 같이 유한요소 정식화¹⁴⁾를 하였다. 여기서 \vec{N} 은 사용하려고 하는 요소 즉, 삼각형 변요소의 형상함수 벡터이다.

$$\int_v [(\nabla \times \vec{N}) \cdot \left(\frac{1}{\mu_r} \nabla \times \vec{E} \right) - k_0^2 \epsilon_r \vec{N} \cdot \vec{E}] dv + \int_s \vec{N} \cdot \left(\frac{1}{\mu_r} \nabla \times \vec{E} \right) ds = 0 \tag{3}$$

(3)식의 2항에서 면적분을 행할 경우 도파관 또는 동축선로의 입력포트를 제외한 나머지 면은 모두 완전도체이므로 입력포트를 제외한 면에서는 적분값이 0이 된다. 그러나 입력포트에서는 입사파와 반사파가 있으므로 이를 고려하여 적분해야 하는데, 입사파는 패치 내의 전계 분포에 기여를 하지만 반사파의 경우는 입력단에서 정재파를 형성할 수 있으므로 주의를 요한다. 따라서 입력 포트에서 전계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{E}(x, y, z) &= \vec{E}^{inc} + \vec{E}^{ref} \\ &= \hat{y}E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk_z z} \\ &\quad + \hat{y}RE_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk_z z}, \\ 0 &\leq x \leq a \end{aligned} \tag{4}$$

여기서 R은 I는 각각 반사계수(reflection coefficient)와 입사계수(incident coefficient)를 나타내 $k_z = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$ 이며 a는 도파관의 폭이다

$\phi(x, y)$ 를 삼각형 변요소 전체의 전위분포로 나타낼 때, 해석영역에서의 전위분포는 식 (5)와 같은 부분 전위함수로 나눈다.

$$\phi_e \phi(x, y) = [N]^T \cdot \phi^e \tag{5}$$

여기서 $[N]^T$ 은 2차원 삼각형 변요소를 위한 형상

함수이고, ϕ^n 는 삼각형 요소의 각 절점 전위 함수이며 ϕ_0 는 각 변(edge)에서의 전위 함수이다.

이와 같은 함수들에 대한 대수방정식을 얻은 다음, 직접법을 이용하여 전체 전위분포를 구하였다.

3.1. 단락형 도파관의 적용

제시된 방법의 타당성을 검사하기 위해서 결과를 쉽게 예측할 수 있는 도파관 형에 대해서 도파관 급전을 사용하여 해석 하였다. 도파관의 차단주파수는 1.93 GHz 이며 동작주파수는 2.54 GHz 였다. 그림. 3에 나타난 바와 같이 임사파가 진행되다가 도파관 양끝의 단락으로 인하여 정재파가 형성됨을 확인하였다. 이러한 결과는 본 논문에서 사용한 요소분할 알고리즘이 적합함을 보여주는 것이다.

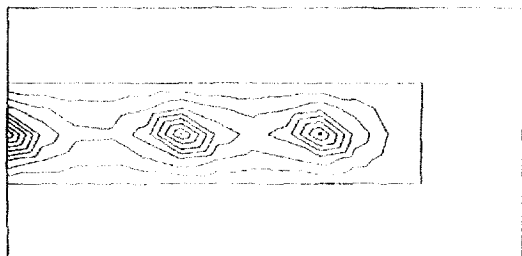


그림 3. 도파관 내에서의 정재파 형상
Fig. 3. Plot of contour of standing wave inside wave guide

3.2. 고온초전도 마이크로스트립 안테나에의 적용

사용한 알고리즘을 고온초전도 마이크로스트립 패치 안테나에 적용하였다. 패치의 크기는 윗절에서 설계한 패턴과 동일한 값을 취했으며, 기판의 유전율은 MgO의 유전율인 9.6으로 하였다. 복사 패치 내·외부의 전위 변화를 고찰하기 전에 계산을 간단히 하기 위해 패치의 중심인 $3\lambda_g/12$ 면에서부터 4등분하여 전위를 계산하고 각각의 전위분포 곡선을 접시면과 대상영역의 한계치를 0과 1로 규격화 한 다음, 등고선을 이용하여 도시하였다.

TM₁₀모드를 기본 모드로 하여 전위 분포를 계산했을 때, $\lambda_g/2$ 의 공진길이를 갖는 패치(patch) 중앙(그림. 4 참조)에서 최저의 전위 분포가 나타나고 있으며, $4\lambda_g/12$ 지점(그림. 5)에서 $5\lambda_g/12$ 지점(그림. 6)으로 공진길이가 증가할 수록 전위 분포가 증가를 계속하다가 복사 패치의 끝단(그림. 7)에서 최대의 전위분포가 나타나고 있다. 전체적인 전위 분포로 볼 때 누설에 의한 유효 길이를 고려하지 않거나 적절치 못한 계산으로 인한 전위 분포의 감소가 없는 것으로 보아 가장자리 누설에 의한

커패시턴스를 고려하여 계산한 안테나의 공진길이가 가장 적절함을 알 수 있다. 전체적으로 계산된 전위분포가 TM₁₀ 모드와 일치하고 있으며 안테나의 폭 W값 역시 계산 후 도시한 각각의 그림에서 알 수 있듯이 부가적인 기생 모드가 발생하지 않음을 알 수 있다. 이상의 계산결과에서 전체의 Er 성분은 마이크로스트립의 가장자리에서 가장 강하게 나타나며 또한 Er 성분이 일정한 전위분포를 이루고 있는데 비해 E_θ 성분은 무시할 정도의 미약한 분포를 나타내고 있어 일반 급속을 이용한 안테나와 마찬가지로 고온초전도 마이크로스트립 안테나를 해석할 때에도 E_θ 성분은 무시하고 Er 성분만을 고려하여 전자계를 구하면 될 것으로 판단된다. 한편, 실제 안테나를 구현할 경우 발생할 수 있는 손실(오차)을 고려해 보면 첫째, 공진 주파수에서 1% 정도의 주파수 변이를 생각할 수 있는데 이는 초전도 박막의 식각시 발생하는 식각오차로 약 14 μm 정도까지를 고려할 수 있고 여기에 유전 상수에 의한 오차 0.03에 대하여 공진주파수는 최고 100 MHz 이상의 차이를 보일 수 있다. 둘째, 측정 장비의 터미널과 마이크로스트립 안테나를 연결시킬 때 임피던스 변환이 생기게 되며, 커넥터에 의한 손실도 사용 주파수가 올라감에 따라

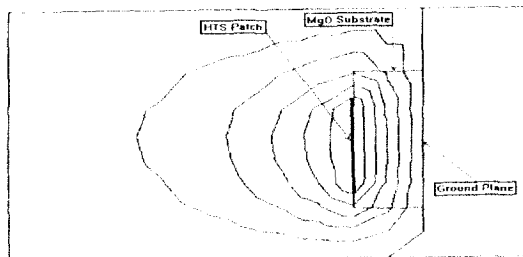


그림 4. $3\lambda_g/12$ 지점에서의 등전위 분포
Fig. 4. Plot of contour of electric equipotential line at $3\lambda_g/12$

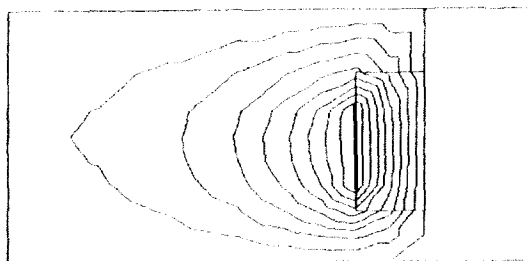


그림 5. $4\lambda_g/12$ 지점에서의 등전위 분포
Fig. 5. Plot of contour of electric equipotential line at $4\lambda_g/12$

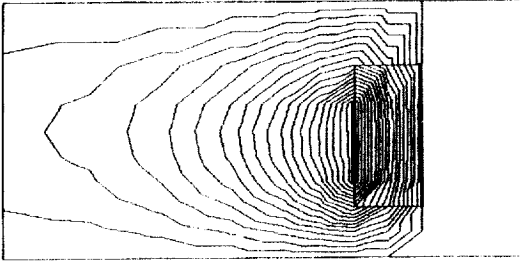


그림 6. $5 \lambda_g/12$ 지점에서의 등전위 분포
 Fig. 6. Plot of contour of electric equipotential line at $5 \lambda_g/12$

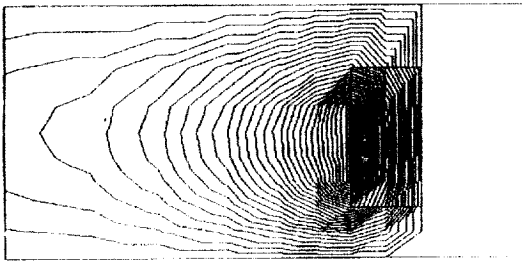


그림 7. $6 \lambda_g/12$ 지점에서의 등전위 분포
 Fig. 7. Plot of contour electric equipotential line at $6 \lambda_g/12$

커지므로 오차를 허용할 수 있는 범위 안에 고정시키기 위해서 충분한 연구와 실험이 이루어져야 한다. 세척, 저온 측정시 눈금맞추기(calibration)의 한 손실에 관하여 정확한 보상이 이루어져야 한다.

전체적인 계산 결과는 본 논문에서 설계한 안테나의 폭과 길이가 적절함을 보여주고 있으며 패치면을 따라 변화하는 전위 분포가 패치 내의 TM_{10} 모드와 일치하고 있음을 확인할 수 있었다.

4. 결 론

본 논문에서는 해석대상인 고온초전도 마이크로스트립 패치 안테나를 적당한 갯수의 요소로 분할하고 각각의 요소에서 전위값을 계산한 다음, 이를 합하여 고온초전도 마이크로스트립 안테나의 주변 등전위 분포를 해석하였다. 또한 $3 \lambda_g/12$ 면에서부터 4등분하여 전위의 변화를 고찰해 본 결과, 부가적인 기생 모드의 발생이 거의 없고 TM_{10} 모드의 전위 분포는 누설전계의 영향을 고려한 공진길이의 계산이 적절함을 보여주고 있음을 확인하였다.

따라서 제시된 알고리즘은 고온초전도 마이크로파 소자의 개발에 선행되어야 할 전자장해 의한 장분포 해석에 유용하며, 각종 초전도 수동소자의 특성해석을 위한 기반을 제공할 수 있다. 앞으로

수행되어야 할 과제는 방사효율의 계산과 무한경계를 효과적으로 처리할 수 있는 알고리즘의 개발이다.

참 고 문 헌

1. J. G. Bednorz, M. T. Takashige and Müller, *Eurphy., Lett.*, vol.3, pp. 379 (1987).
2. W.G. Lyons et al., "High- T_c Superconductive microwave filters." *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, pp. 2537-2539, Mar. (1991).
3. J.H. Takemoto, F.K. Oshita, H.R. Fetterman P. Korbin, and E. Sovoro, "Microstrip ring resonator technique for measuring microwave attenuation in high- T_c superconducting thin films." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol.37, pp.1650-1652 (1989)
4. R. C. Hansen, "Antenna Application of Superconductors" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.39, PP.1508 (1991)
5. H. Chaloupka, N. Klein, M. Peiniger, H. Piej, A. Pischke, G. Splitt "Miniaturized High-Temperature Superconductor Microstrip Patch Antenna", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.39, PP. 1513 (1991)
6. R. J. Dinger, D. R. Bowling, A. M. Martin, "A Survey of Possible Passive Antenna Application of High-Temperature Superconductors" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.39, PP. 1498 (1991)
7. K. Itoh, T. Fukasawa, N. Ishii, "Analysis of Superconducting Patch Antenna using the Spectral Domain Method", *Proceeding of SPIE*, Vol. 2156, pp. 160 (1994)
8. G. A. Deschamps, *Microstrip Microwave antenna 3rd USAF Symp. on Antenna* pp. 573 (1953)
9. R. E. Munson "Conformal microstrip antenna and phased array" *IEEE Trans. on Antenna Propa.*, AP.-22, pp. 74 - 77 Jan. (1974)
10. L. Lewin, "Radiation form discontinuities of open circuit microstrip" *Proc., Int., Elec., Eng.*, vol. 107, pp.160, Feb., (1953).
11. I. J. Bahl & Bhatia, "Microstrip antenna", Artech House, pp. 309 - 315 (1992)
12. G.A. Deschamp, "Microstrip Microwave Antennas," presented at the 3rd USAF Sym. on Antennas (1953).
13. D. M. Pozar, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas." *IEEE Trans. Antenna Propa.* AP-30., NO. 6,

pp.1191-1196 (1982).

14. K. R. Carver, and E. L. Coffey, " *Theoretical Investigation of the Microstrip Antenna*, " Tech.

Reports, PT-00929, Physical Science Lab. New Mexico Univ, January (1979).

저자소개



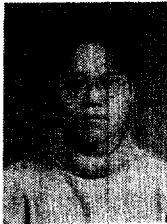
정동철

1967년 8월 20일생. 1994년 2월 전북대학교 전기공학과 졸업. 1996년 2월 동대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 7월 현재 동 대학교 대학원 전기공학과 박사과정.



한태희

1964년 7월 20일생. 1991년 2월 전북대학교 금속공학과 졸업. 1992년-94년 한국전기연구소 위촉연구원. 1994년 6월 전북대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 7월 현재 동 대학교 대학원 전기공학과 박사과정.



허원일

1973년 1월 10일생. 1995년 전북대학교 전기공학과 졸업. 1996년 7월 현재 동 대학교 대학원 전기공학과 석사과정.



한병성

1951년 12월 22일생. 1975년 전북대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 프랑스 루이파스퇴르 대학(공학). 1988년 프랑스 CNRS(프랑스 국립과학연구소) 연구원. 1996년 현재 전북대학교 전기전자 제어 공학부 교수.



김민기

1966년 12월 5일생. 1992년 2월 전북대학교 전기공학과 졸업. 1994년 2월 동 대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 7월 현재 동 대학교 대학원 전기공학과 박사과정.