

위성통신용 광대역 고온초전도 배열 안테나에 관한 연구

Study on Broadband HTS Antenna Array for Satellite Communication

정동철^{1,a}, 윤창훈¹

(D. C. Chung^{1,a} and C. H. Yun¹)

Abstract

Although High- T_c superconducting HTS antennas have high efficiency and high gain, narrow bandwidth due to the high Q is the major limitation for application of satellite communication and mobile communication. Defining bandwidth as the frequency range over which standing wave ratio (SWR) is 2:1 or less, HTS antenna bandwidths are typically less than 1 %. Thus considerable effort has been focused on developing HTS antennas for broadband operation. In this work the HTS antenna array, using the bipin antenna which consisted of two triangle-radiation patches, was designed and fabricated using a $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ (YBCO) superconducting thin film on a MgO substrate for broadband operation. Also gold antennas with the same dimension as our HTS antennas were fabricated on the MgO substrate for the comparison. Experimental results for both antennas were reported in terms of radiation patterns, return losses, bandwidths and other various characteristics. The center frequency of HTS antennas was 20.28 GHz and the bandwidth obtained was significant 10 %.

Key Words : Bipin antenna, Broadband, HTS antennas

1. 서 론

고온초전도체가 발견된 이래, 공진기, 대역통과 필터, 위상천이기가나 안테나와 같은 마이크로파 수동소자는 고온초전도체의 주된 응용분야였다. 이들 소자들은 일반전도체로 제작된 소자들에 비해 월등한 성능을 보여주며 현재까지도 좀더 우월한 성능을 가지는 소자를 설계하기 위한 노력이 계속되고 있다[1-4].

마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 초전도 물질의 이용은 일반전도체에 비해 몇가지 유리한 점이 있다. 첫 번째는 일반전도체의 표피 효과(skin effect)에 비교되는 주파수 독립적인 자계침투깊이이다. 주지하다시피, 표피 효과는 동작주파수에 긴

밀한 연관이 있다. 주파수에 무관한 자계침투 깊이는 고온초전도 마이크로파 소자에서 낮은 산란과 compact한 설계를 가능토록 한다. 두 번째 장점은 초전도 물질이 낮은 손실을 가지고 있기 때문에 초전도 마이크로파 소자의 축소화(miniaturization)가 가능하다는 것이다. 물론 일반전도체를 이용해서도 마이크로파 소자의 축소는 가능하다. 그러나 일반전도체를 이용한 마이크로파 소자의 축소는 일반전도체의 저항손에 의한 성능저하가 심각한 반면에 초전도체를 이용할 경우 이러한 성능저하를 억제할 수 있다. 세 번째 장점은 초전도 마이크로파 소자의 효율이 높다는 점인데 이는 초전도 상태에서 초전도체의 저항이 '0'에 가깝기 때문에 저항손에 의한 효율 저하가 발생하지 않는다. 일반적으로 일반전도체로 제작된 통신소자의 저항손은 특히 마이크로파 대역 및 밀리미터파 대역에서 심각하다. 초전도체의 낮은 저항손은 통신용 필터시스템의 삽입손실을 비약적으로 감소시킬 수 있으며 급전회로망을 포함하는 안테나의 경우 효

1. 우석대학교 정보통신컴퓨터공학부
(전북 완주군 삼례읍 후적리 490)

a. Corresponding Author : dchung@woosuk.ac.kr

접수일자 : 2004. 2. 19

1차 심사 : 2004. 3. 19

심사완료 : 2004. 5. 24

율과 공진양호도 (Q)값을 극적으로 향상시킬 수 있다. 그러나 마이크로파 소자의 공진양호도 증가는 협대역을 야기시킨다는 단점이 있으며 특히 초전도 안테나의 경우 대역폭은 대개 1 % 미만이다. 따라서 이러한 협대역은 개선시키려는 다양한 시도가 있어왔다. 현재까지 광대역 특성을 얻기 위한 방법으로 안테나 기판의 두께를 증가시키는 기법이 제안되었다. 그러나 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 안테나 기판의 증가는 표면파를 야기시키며 이로 인한 효율 저하가 발생한다. 그러므로 기판의 두께를 증가시키는 방법은 적절치 않으며 초전도 안테나는 전기적으로 매우 작은 ($0.01 \lambda_0$ 이하) 기판 위에 제작된다.

본 논문은 위성통신을 위해 급전회로망을 포함하는 광대역 초전도 안테나의 설계 및 특성해석에 대하여 제시하였다. 저자들은 광대역 특성을 얻기 위해 두 개의 이동변 삼각형으로 이루어진 bipin 안테나를 설계하였다. bipin 안테나의 장점은 단순한 설계 방식과 광대역 임피던스 특성에 있다. 이러한 bipin 안테나는 이미 초전도 터널링 접합과 94 GHz에서 466 GHz 대역에서 쇼트키 다이오드를 이용한 믹서 제작에 사용된 바가 있다[5].

본 논문에서 설계된 초전도 안테나는 MgO 기판위에 YBCO 초전도 박막을 증착하여 제작되었으며 초전도 박막의 증착은 rf-magnetron sputtering 기법을 이용하였다. 고온초전도 안테나와의 특성 비교를 위해 마이크로파 대역에서 일반전도체 중 가장 낮은 표면 저항을 가지는 금 박막을 이용하여 동일한 기판 위에 동일한 크기를 가지는 금 안테나를 제작하였다.

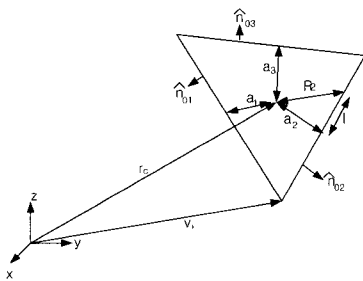


그림 1. 삼각형에서 표면적분 계산을 위한 기하학적 양.

Fig. 1. Geometrical quantity for calculation of the surface integral on triangle.

2. 광대역 HTS 안테나 설계 제작 및 실험

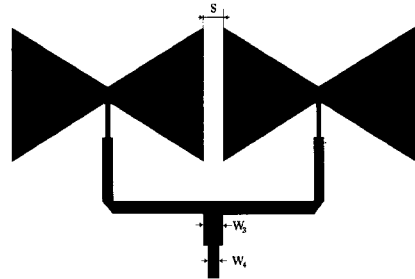


그림 2. $\epsilon_r=9.6$, $t = 0.5$ mm인 MgO 기판 위에 50 Ω 급전선로로 급전되는 광대역 초전도 안테나의 Layout.

Fig. 2. Layout of our broadband HTS antenna fed by 50 Ω feed line on MgO substrate of $\epsilon_r=9.6$ and $t = 0.5$ mm.

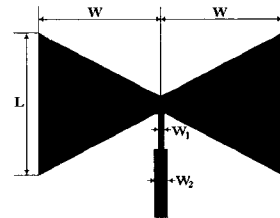


그림 3. 광대역 초전도 안테나의 단일 소자 패턴.
Fig. 3. The single pattern of our broadband HTS antenna.

본 논문에서 설계된 광대역 초전도 안테나는 삼각형 패치의 다중 공진을 이용하는 것에 기본적인 바탕을 두고 있다. 따라서 bipin 안테나의 공진 주파수는 단일 이동변 삼각형 패치 공진주파수와 배열에 기인하는 다중공진에서 기인하므로 먼저, 단일 이동변 마이크로스트립 패치를 설계하여야만 한다. 이동변 마이크로스트립 패치를 이용한 유한 접지면을 갖는 bipin 안테나의 설계는 참고문헌 [6]에 제시된 방정식을 사용하였다. cavity 모델에 기반을 둔 이동변 삼각형 마이크로스트립 패치의 z 축방향 TM 모드의 공진주파수는 다음과 같다.

$$f_{mn} = \frac{2c}{3L\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (1)$$

여기서 ϵ_r 은 유전률이며 c 는 광속, 그리고 m 과 n 은 다양한 공진 모드의 차수이다. 또한 L 은 그림 3에 제시되어있는 삼각형 패치의 길이이다. 기본 공진 모드는 $m=1$ 그리고 $n=0$ 으로 대치하면서 얻어질 수 있다. 그러나 삼각형 패치가 완벽한 자계벽 경계조건을 만족한다고 볼 수는 없으므로 식 (1)에서 측면 길이 L 은 다음 식과 같이 L_e 로 교체해야만 한다[6].

$$L_e = L + \frac{t}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

여기서 t 는 안테나 패치의 두께이다. 이등변 삼각형의 높이에 해당하는 W 는 근사적으로 $L \sin 60^\circ$ 으로 계산할 수 있다. 본 논문에서 설계된 안테나의 경우 첫 번째 공진주파수를 12 GHz로 선택했을 때 L 은 5.4572 mm가 되며 이등변 삼각형의 높이에 해당하는 W 는 4.7260 mm로 계산된다.

이러한 초기값을 바탕으로 본 논문에서 모멘트법을 이용하여 안테나 설계를 최적화하였다. 먼저, 동적 그린함수 면적분을 선적분으로 변환하였으며 스칼라 전위와 벡터 자위를 아래와 같이 가정하였다.

$$\Phi_j^{qq} = \frac{l_j}{4\pi i \omega \epsilon A^q} \iint \frac{e^{ik|\vec{r}-\vec{r}_c|}}{|\vec{r}-\vec{r}_c|} ds \quad (3)$$

$$\vec{A}_j^{qq} = \frac{\mu l_j}{8\pi A^q} \iint \frac{e^{ik|\vec{r}-\vec{r}_c|}}{|\vec{r}-\vec{r}_c|} (\vec{r}-\vec{v}_j) ds \quad (4)$$

여기서 변수 j 와 l 은 그림 1에 제시된 삼각형 패치의 변과 꼭지점을 나타내는 것이며 범위는 1에서 3까지이다[7]. 또한 q 와 p 는 삼각형 패치의 전원과 전자기장을 나타내는 색인수(index number)이다. 그림 3은 삼각형 패치에서 표면 적분을 계산하는데 편리하도록 도시한 것이다. 여기서 r_c 는 장점(field point)을 나타내는 벡터이고 적분은 변수 l 로 이루어진 변을 따라 진행되며 매개 변수 a_j 와 삼각형면에 직각인 법선 벡터 \hat{n}_{0j} 를 사용하였다. 벡터는 $\vec{r}-\vec{v}_j = \rho^+$ 참고문헌 [8]에 주어진 것과 같이 기저함수를 형성하며 점결합법(point matching)을 사용하였다. 참고문헌 [7]로부터 우리는 (4)식의 적분을 아래와 같이 변환할 수 있다.

$$\Phi_j^{qq} = \frac{l_j}{4\pi i \omega \epsilon A^q} \sum_j \int_{\partial_j T} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(ik)^m}{(m+1)!} R_j^{m-1} dl \quad (5)$$

여기서

$$R_j^2 = a_j^2 + l^2 \quad (6)$$

이며 $\partial_j T$ 는 삼각형의 j 번째 변이다. (5)식의 스칼라 적분 또한 아래와 같이 변환할 수 있다[8]:

$$\vec{I}_j^{qq} = \left(-\frac{i}{k} \sum_{l=1}^3 \hat{n}_{0l} \int_{\partial_j T} e^{ikR_l} dl\right) + (\vec{r}_c - \vec{v}_j) \sum_j \int_{\partial_j T} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(ik)^m}{(m+1)!} R_j^{m-1} dl \quad (7)$$

이때 급전모델은 삼각형 변에서 급전되는 델타 함수로 아래와 같이 모델링하였다.

$$\vec{E} = \hat{y} \delta(y) \quad (8)$$

원거리 전계를 계산하기 위해 삼각형 평면을 이등변 사이에 존재하는 완전도체로 이루어진 짧은 다이폴 집합 간주하였다. 전류값은 모멘트 방정식 $V=ZI$ 와 변의 길이로부터 계산된 전류벡터에서의 표면전류밀도를 이용해서 계산하였으며 원거리계는 아래 식과 같이 근사화 시킬수 있다.

$$E_\theta \approx -\eta k l_n l_n / 2 (\rho_n^{c+} + \rho_n^{c-}) \frac{e^{ikr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (9)$$

이때 $\rho_n^{c+} + \rho_n^{c-}$ 는 삼각형 패치에서의 진행방향과 후퇴방향 표면전류밀도이다[7]. 수차례의 모멘트법 반복과정을 통해서 그림 2와 그림 3과 같은 설계 패턴을 얻었으며 표 1에 그 수치를 나타내었다.

표 1. 초전도 안테나의 설계 치수.

Table 1. Total dimension of HTS antenna array.

Parameter	Dimension (mm)
W	4.7174
L	5.4572
W ₁	0.1953
W ₂	0.4976
W ₃	0.9352
W ₄	0.4976
s	0.9956

본 논문에서 설계된 고온초전도 안테나는 2 cm x 2 cm 의 크기와 0.5 mm의 두께를 갖는 MgO 기판 위에 YBCO 초전도 박막을 증착하여 제작되었다. 또한 접지면을 형성하기 위해 초전도 안테나 패치의 배면에 400 nm의 두께를 갖는 금 접지면

을 증착하였다. 고온초전도 박막의 증착을 위해 rf-magnetron sputtering 기법을 이용하였다. 증착된 박막의 안테나 형상화를 위해 EDTA ($C_{10}H_{16}N_2O_8$) 수용액을 이용하여 표준 식각법에 의한 습식 식각을 실시하였다.

3. 측정 시스템 구축

측정 시스템은 2단으로 이루어진 헬륨 순환형 냉각펌프를 이용한 냉각기로 구성되어 있으며 그림 4에 그 구조를 제시하였다. 그림에 제시된 바와 같이 구리로 제작된 냉각대(cold finger)를 냉각기의 상단까지 위치시키고 그 위에 초전도 안테나를 장착하였으며 SMA 커넥터를 이용해 구리 동축케이블과 급전점 사이를 연결하였다. 측정은 그림 5에 제시된 바와 같이 마이크로파 암실에서 HP 8510 C 회로망 해석기를 사용하여 수행하였다. 초전도 안테나는 20 mm x 30 mm의 크기와 10 mm의 높이를 갖는 측정용 치구에 장착하였다. 50 Ω 급전선로와 커넥터의 연결을 위해 인듐을 압착하였으며 측정용 치구는 다시 냉각기의 냉각대 상단에 고정된 후 회로망 해석기와 연결하였다.

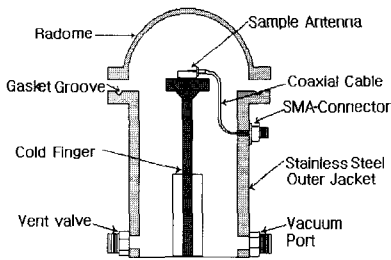


그림 4. 안테나 측정에 사용된 냉각기의 구조.
Fig. 4. Schematic diagram of the cryocooler used for antenna measurement.

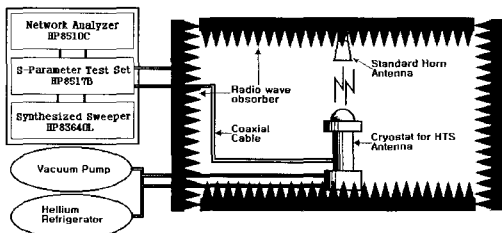


그림 5. 초전도 배열 안테나 측정을 위한 측정시스템.
Fig. 5. Schematic diagram for the measurement of the HTS antenna array.

4. 실험 결과 및 토의

4.1 고온초전도 안테나의 방사패턴

그림 6와 그림 7에 공진 주파수 20.28 GHz와 측정 온도 77 K에서 측정된 초전도 안테나의 E_θ 평면과 E_ϕ 평면값을 컴퓨터 시뮬레이션 값과 비교하여 제시하였다. 이때 실선은 이론적으로 계산된 값을, 점을 가진 실선은 측정치를 나타낸다. 그림에서 보여지는 것처럼 측정된 초전도 안테나의 방사패턴은 이론적으로 계산된 값과 대체적으로 일치함을 알 수 있다. 측정값과 계산값은 공히 0. 축을 중심으로 좌우 대칭을 나타내고 있다. 특히 E_θ 평면은 $\theta=0^\circ$ 에서 가장 큰 방사패턴 침하를 보여주고 있으며 좌우 대칭으로 부엽이 발생하는 것을 알 수 있고 E_ϕ 평면의 경우 방사패턴의 주엽이 측면의 부엽에 비해 확연히 드러나고 있음을 알 수 있다.

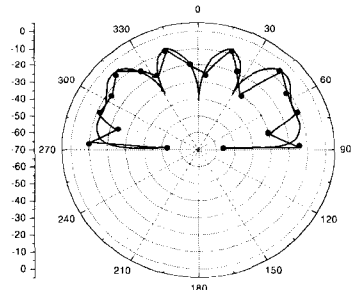


그림 6. 초전도 배열 안테나의 E_θ 평면 방사패턴.
Fig. 6. Radiation pattern of HTS antenna array for E_θ plane.

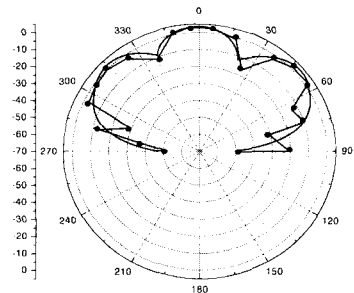


그림 7. 초전도 배열 안테나의 E_ϕ 평면 방사패턴.
Fig. 7. Radiation pattern of HTS antenna array for E_ϕ plane.

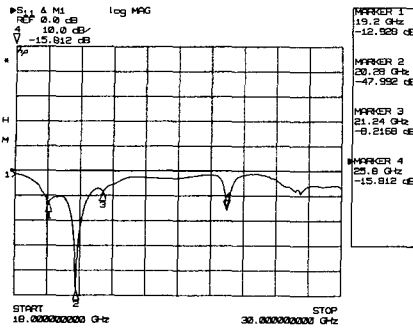


그림 8. 77 K에서 초전도 배열 안테나의 반사손실.
Fig. 8. Return loss of HTS antenna array at 77 K.

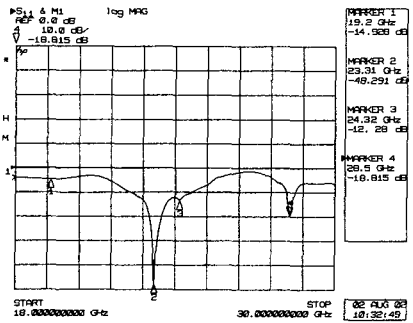


그림 9. 77 K에서 금 배열 안테나의 반사손실.
Fig. 9. Return loss of gold antenna array at 77 K.

4.2 반사손실, 정재파비와 대역폭

고온초전도 배열 안테나와 비교용 금 배열 안테나의 반사손실이 그림 8과 그림 9에 제시되어 있다. 우리는 제작된 안테나의 다중 공진 특성을 조사하기 위해 18 GHz부터 30 GHz까지 주파수 범위 안에서의 반사 손실을 측정하였다. 고온초전도 배열 안테나의 공진주파수는 그림 7로부터 20.28 GHz이고 이때 반사손실은 - 47.99 dB였음을 확인하였다. 비교용 금안테나의 공진 주파수는 23.31 GHz이고 이때의 반사손실은 - 48.291 dB였다. 고온초전도 안테나 배열에서 여타의 공진이 각각 19.2 GHz와 21.4 GHz에서 측정되는데 비해 이러한 공진은 비교용 금안테나에서는 24.32 GHz와 28.5 GHz에서 측정되었다. 상기의 측정결과로부터 비교용 금 안테나와 고온초전도 안테나는 공히 매우 정확한 임피던스 결함을 보여주고 있음을 알 수 있다. 이때 각각의 안테나에서 공진주파수의 차를 관찰할 수 있는데 이는 다음과 같은 이유에 기인한다고 보여진다. 첫째, 온도하강에 따른 고온초전도 기관의

유전을 변화에 따른 것으로 보여진다. 따라서 향후 상업화를 염두에 둔 초전도 안테나 제작일 경우, 유전율의 변화와 반복 실험을 통해 원하는 공진 주파수에 근접할 수 있을 것으로 보여진다. 둘째로, 금 안테나와 고온초전도 안테나의 식각 오차의 상이함으로부터 오는 제작 오차와 냉각기에 장착했을 시에 나타나는 packaging 문제에서도 약간의 차이가 있는 것으로 판단되어진다.

고온초전도 안테나와 비교용 금 안테나의 정재파비(VSWR)를 그림 10와 그림 11에 제시하였다. 대역폭의 범위를 정재파비가 2 이하로 정의한다면 고온초전도 배열 안테나의 유효 대역은 18.92 GHz에서 20.95 GHz이며 이때 대역폭은 10 %로 계산된다. 또한 비교용 금안테나의 유효 대역은 22.41 GHz에서 24.48 GHz까지이며 이때 대역폭은 10.2 %로 계산된다. 본 논문에서 측정된 대역폭은 참고문헌[9]의 대역폭이 0.7 %이고 참고문헌 [10]의 대역폭이 0.9 %임을 감안할 때, 현재까지 국내외적으로 보고된 초전도 안테나 대역폭을 10배 정도 향상시킨 결과로 주목할만 하다고 할 수 있다[11].

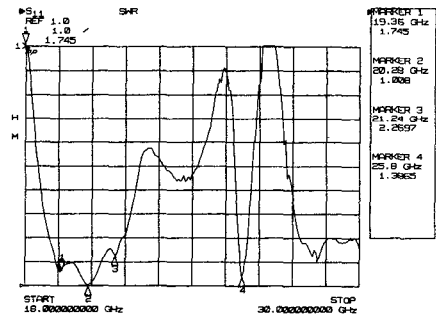


그림 10. 77 K에서 초전도 배열 안테나의 정재파비.
Fig. 10. VSWR of HTS antenna array at 77 K.

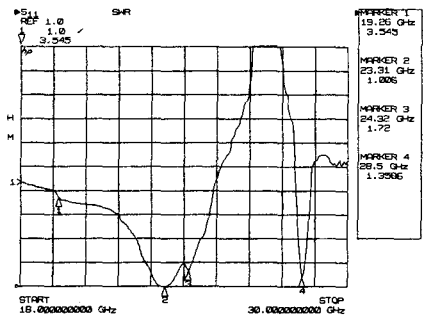


그림 11. 77 K에서 금 배열 안테나의 정재파비.
Fig. 11. VSWR of gold antenna array at 77 K.

4.3 상대 이득

비교용 금 안테나에 대한 고온초전도 배열 안테나의 상대 이득은 Friis의 전달 공식을 이용하여 측정하였으며 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$G = \frac{\frac{|S_{21}|_{HTS}^2}{1 - |S_{11}|_{HTS}^2}}{\frac{|S_{21}|_{gold}^2}{1 - |S_{11}|_{gold}^2}} \quad (3)$$

여기서 S_{11} 은 안테나 급전점에서의 반사손실이며 S_{21} 은 측정용 혼 안테나와 피측정 안테나 사이의 투과 계수이다. 이득의 측정은 각각의 안테나 공진 주파수와 액체질소 비등점인 77 K에서 행해졌으며 비교용 금안테나에 대한 고온초전도 안테나의 상대 이득은 1.47 dB 였다. 이러한 결과로부터 우리는 제작된 안테나가 고온초전도 안테나의 우수한 이득 특성을 그대로 유지하면서 광대역 특성을 나타내고 있음을 확인하였다.

4. 결론

본 논문에서는 bipin 형태 안테나를 이용하여 광대역 고온초전도 배열 안테나를 설계하고 그 특성을 조사하였다. 본 논문에서 구현한 고온초전도 안테나의 대역폭은 10 %였으며 이러한 결과는 국내외적으로 보고된 결과에 비하여 10배 정도 향상시킨 것이다. 또한 비교용 금 안테나에 대한 고온초전도 배열 안테나의 상대 이득은 1.47 dB였다. 이러한 결과는 본 논문에서 제작된 고온초전도 배열 안테나가 고온초전도 안테나의 우수한 특성을 그대로 유지하면서 광대역 특성을 얻을 수 있음을 보여주는 것이다. 본 논문에서 설계된 초전도 배열 안테나는 위성통신 뿐만 아니라 다양한 통신 시스템에서도 활용이 가능할 것으로 판단된다.

감사의 글

이 논문은 2002년도 한국학술진흥재단의 신진교수 연구과제 지원사업에 의해 연구되었음(KRF-2002-003-D00246)

참고 문헌

[1] D.-C. Chung, B.-S. Han, Y.-H. Lee, H.-S. Choi, and O.-B. Hyun, "Anomalous microwave

properties of high-Tc superconducting microstrip antennas around the critical temperature", J. of Appl. Phys. Vol. 8 no. 12, p. 7192, 1999.

- [2] 정동철, "고온초전도 마이크로파 통신소자 연구개발현황", 전기전자재료학회논문지, 16권, 11호, p. 11, 2003.
- [3] 정동철, 박경국, 한태희, 김민기, 한병성, "고온초전도 마이크로스트립 패치 안테나의 근거리 전자장 해석", 전기전자재료학회논문지, 9권, 8호, p. 783, 1996.
- [4] H.-S. Choi, D.-C. Chung, and B.-S. Han, "Bi(Pb)SrCaCuO superconductor fabricated by interdiffusion of SrCaCuO and BiPbCuO double layers", 전기전자재료학회논문지, 9권, 7호, p. 680, 1996.
- [5] C. Zah, D. P. Woody, R. E. Miller, and T. G. Phillips, "A low-noise receiver for millimeter and submillimeter waves", Int. J. Infrared Waves", Vol. 6, p. 697, 1985.
- [6] J. Helszajn and D. S. James, "Planar triangular resonators with magnetic walls", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 26, No. 2, 1978.
- [7] S. Caorsi, D. Moreno, and F. Sidoti, "Theoretical and numerical treatment of surface integrals involving the free space Greens function", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 41, No. 9, p. 1296, 1993.
- [8] S. M. Rao, D. R. Wilton, and A. W. Glisson, "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 30, No. 3, p. 409, 1982.
- [9] M. Lancaster, H. Wang, and J.-S. Hong, "Thin film HTS planar antennas", IEEE Trans. Applied Supercond., Vol. 8, p. 168, 1998.
- [10] M. A. Richard, K. B. Bhasin, and C. Claspy, "Superconducting microstrip antennas: an experimental of two feeding methods", IEEE Trans. on Antennas & Prop. Vol. 41, No. 7 p. 967, 1993.
- [11] Dong-Chul Chung, "Broadband HTS microstrip antennas for satellite communication", IEEE Trans. on Appl. Supercond., Vol. 11, No. 1, p. 107, 2001.