

손실 기판을 이용한 금속 부착형 RFID 태그 안테나의 복사 효율 향상

Radiation Efficiency Improvement of RFID Tag Antenna for Metallic Objects Printed on Lossy Substrate

손 해 원 · 최 원 규* · 최 길 영*

Hae-Won Son · Won-Kyu Choi* · Gil-Young Choi*

요 약

본 논문에서는 FR4와 같은 저가의 고손실 기판을 이용하여 금속 부착형 태그 안테나를 설계하는 새로운 방법을 제안한다. 제안한 설계 방법은 유전 손실(dielectric loss)에 따른 기판 손실(substrate loss)을 크게 감소시킴으로써, 태그 안테나의 복사 효율(radiation efficiency)을 기존의 평면 역 F 안테나(planar inverted-F antenna: PIFA)에 비하여 2배 이상 향상시킨다. 본 논문에서는 제안한 방법에 따른 안테나의 등가 회로 모델을 정립하고 이를 체계적으로 분석하였으며, 시제품을 제작 및 측정하여 제안한 방법의 우수성을 입증하였다.

Abstract

In this paper, we propose a new antenna design method for RFID tags on metallic surfaces using a low-cost, high-loss substrate such as FR4. The proposed design method highly reduces the substrate loss due to its dielectric loss, and so improves the radiation efficiency of the tag antenna more than double compared with a conventional PIFA(planar inverted-F antenna). The equivalent circuit model of the antenna according to the proposed method was established and its characteristics were analyzed systematically in this paper. The excellency of the proposed design method was verified by the fabrication and measurement of a prototype antenna.

Key words : RFID Tag Antenna, Metal Tag, Radiation Efficiency, PIFA, Dielectric Loss

I. 서 론

RFID(Radio Frequency Identification)는 각 사물에 전자 태그를 부착하고, 태그에 저장된 사물의 고유 ID 및 데이터를 무선으로 인식하여, 해당 정보를 수집, 저장, 가공, 추적함으로써 사물에 대한 측위, 원격 처리, 관리 및 사물 간 정보 교환 등의 서비스를 제공하는 기술이다. RFID 시스템은 적용 분야별로 125 kHz의 저주파 대역에서 5.8 GHz의 마이크로파 대역에 이르기까지 다양한 주파수 대역을 사용하고

있다. 최근 유통·물류 분야 등에서 원거리 인식에 대한 요구가 증가함에 따라 RFID 시스템의 동작 주파수가 UHF 대역 이상으로 높아지고 있는 추세이다. 동작 주파수가 높아짐에 따라 인식 거리와 같은 시스템의 성능을 최대화하기 위해서는 RFID 태그 안테나의 적절한 설계가 더욱 중요해진다. 특히, 수동형 RFID 태그의 경우 태그 안테나의 최적 설계는 매우 중요하다. 수동형 RFID 태그는 내부에 별도의 전원을 가지고 있지 않으며, 리더로부터 송출된 전자파를 정류하여 자신의 동작 전원을 얻는다. 따라

전북대학교 전자정보공학부(Division of Electronics & Information Engineering, Chonbuk National University)

*한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 20080723-094

· 수정완료일자 : 2008년 10월 27일

서 수동형 태그의 안테나는 가능한 한 최대의 전력을 손실 없이 태그 칩으로 전달하여야 하며, 이를 위하여 우수한 방사 특성과 함께 태그 칩과의 완벽한 정합이 이루어져야 한다. 또한, RFID 태그는 용도의 특성상 항상 특정 사물에 부착되어 사용되므로 태그의 부착 물체의 특성 및 동작 환경에 따른 최적화가 필요하다. 특히 금속에 부착되어 사용되는 태그의 경우 흔히 쓰이는 라벨(label)형 태그와는 달리 금속 표면에서의 전자파의 경계 조건을 고려한 최적의 안테나 설계가 이루어져야 한다.

금속 부착형 태그 안테나로는 크기가 작고, 두께가 얇은 패치 안테나(patch antenna)가 널리 선호된다^{[1]-[4]}. 그러나, 얇은 두께의 패치 안테나는 대역폭(bandwidth)이 좁고 복사 효율(radiation efficiency)이 낮은 단점이 있다. 특히, 기판(substrate)의 유전 손실(dielectric loss)에 의한 복사 효율 저하는 심각한 문제이며, 이를 조금이라도 개선하기 위해서는 유전 손실이 작은 값 비싼 고주파 기판(PTFE, 세라믹 등)을 사용해야 한다. 이는 금속 부착형 태그의 제조 원가를 상승시키는 요인이 된다. 따라서 FR4와 같은 저가의 고손실 기판을 이용하면서, 패치 안테나의 효율을 향상시키는 것은 금속 부착형 태그 안테나 기술에서 매우 중요하다. 값 비싼 고주파 기판 대신 값 싼 폴리에틸렌(polyethylene) 기판도 사용될 수 있으나^[3], 폴리에틸렌은 열에 약하고, 안테나의 성형(patterning)이나 칩 장착(mounting)이 비교적 힘들다.

본 논문에서는 FR4와 같은 저가의 고손실 기판을 이용하여 금속 부착형 태그 안테나를 설계하는 새로운 방법을 제안한다. 제안한 방법은 유전 손실에 의한 기판 손실(substrate loss)을 크게 감소시킴으로써, 태그 안테나의 복사 효율을 기존의 평면 역 F 안테나(Planar Inverted-F Antenna: PIFA)에 비하여 2배 이상 향상시킨다. 제안한 태그 안테나는 작은 저항 성분과 큰 용량성 리액턴스 성분을 가지는 전형적인 수동형 태그 칩 임피던스에 직접적인 정합이 가능하다.

II. 단일 역 F 안테나(Single-PIFA)

태그 안테나의 임피던스($Z_a = R_a + jX_a$)는 태그 칩의 임피던스($Z_c = R_c + jX_c$)에 공액 정합이 될 때, 태그 칩에 최대의 전력을 전달할 수 있다. 본 논문에서는 미

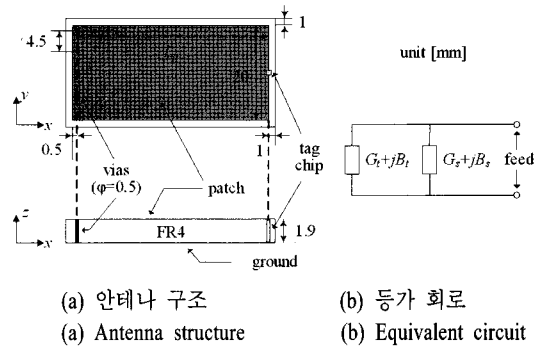


그림 1. 단일 역 F 안테나
Fig. 1. Single-PIFA.

국 Alien사의 Higgs 칩을 기준으로 태그 안테나를 설계한다^[5]. Higgs 칩의 임피던스는 915 MHz의 주파수에서 $Z_c = 12 - j133 \Omega$ 이다. 따라서, 태그 안테나의 임피던스는 12 Ω 정도의 낮은 저항과 133 Ω 정도의 큰 유도성 리액턴스를 가져야 한다. 이러한 임피던스 범위를 가지는 대표적인 태그 안테나는 PIFA이다^[1].

그림 1(a)는 저가의 FR4 기판을 이용하여 설계한 PIFA의 한 예를 보여주고 있다. 본 논문에서는 그림 1(a)의 안테나 구조를 single-PIFA(SP)라고 부른다. Single-PIFA는 길이 L_p 를 가진 패치의 한 쪽 끝을 금속 비아(via)들을 이용하여 단락(short)시킨 후, 반대 쪽 끝에 태그 칩 장착을 위한 급전 터미널(feed terminal)을 형성한 것으로서, 칩이 장착된 쪽에 한 개의 방사 슬롯(radiating slot)이 존재한다. 그림 1(b)는 전송선 모델(transmission-line model)에 기초한 single-PIFA의 등가 회로(equivalent circuit)로서, 단락된 전송선의 입력 어드미턴스(input admittance, $G_s + jB_s$)와 방사 슬롯의 등가 어드미턴스(equivalent admittance, $G_r + jB_r$)가 병렬로 연결되어 있다. 태그 칩이 장착된 급전 터미널에서 바라본 single-PIFA의 입력 어드미턴스 Y_a 는 식 (1)과 같다.

$$Y_a = \frac{1}{Z_a} = (G_s + G_r) + j(B_s + B_r) \quad (1)$$

식 (1)에서 G_s 는 방사 슬롯의 복사 손실(radiation loss)에 따른 컨덕턴스 성분(conductance component)이고, G_r 는 전송선을 구성하는 기판의 도체 손실(conductor loss)과 유전 손실(dielectric loss)에 의하여

생긴 컨덕턴스 성분이다. 따라서, single-PIFA의 복사 컨덕턴스(radiation conductance, $G_{rad,SP}$)와 손실 컨덕턴스(loss conductance, $G_{loss,SP}$)는 각각 $G_{rad,SP}=G_s$ 와 $G_{loss,SP}=G_l$ 로 주어진다.

그림 2는 915 MHz의 주파수에서 L_p 의 변화에 따른 $G_{rad,SP}$ 와 $G_{loss,SP}$ 의 변화를 시뮬레이션한 결과이다. 안테나의 다른 설계 변수(design parameter)들은 그림 1(a)에 주어져 있다. 기판은 고주파 유전 손실이 큰 저가의 FR4($\epsilon_r = 4.3, \tan \delta = 0.017$)를 사용하였다. 본 논문에서의 모든 시뮬레이션 결과는 Ansoft사의 HF-SS를 이용하여 수행한 결과이다.

그림 2를 살펴보면 L_p 가 커질수록 $G_{rad,SP}$ 은 선형적으로 증가하는 반면에, $G_{loss,SP}$ 는 지수적으로 증가한다. $G_{loss,SP}$ 는 기판의 도체 손실에 의한 컨덕턴스 G_c 와 유전 손실에 의한 컨덕턴스 G_d 의 합으로 주어지는데, 그림 2에서 알 수 있듯이 G_c 는 L_p 가 증가함에 따라 점점 작아지지만, G_d 는 지수적으로 빠르게 증가한다. 즉, L_p 가 커질수록 도체 손실의 영향보다 유전 손실의 영향이 크게 나타난다.

Single-PIFA의 복사 효율(radiation efficiency, η_{SP})은 식 (2)와 같이 $G_{rad,SP}$ 와 $G_{loss,SP}$ 의 관계로 나타낼 수 있다.

$$\eta_{SP} = \frac{G_{rad,SP}}{G_{rad,SP} + G_{loss,SP}} \approx \frac{G_{rad,SP}}{G_{loss,SP}} \quad \text{for } G_{rad,SP} \ll G_{loss,SP} \quad (2)$$

그림 2에는 L_p 의 변화에 따른 η_{SP} 의 변화를 함께

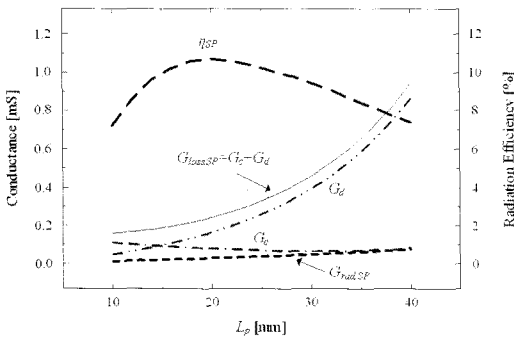


그림 2. L_p 의 변화에 따른 single-PIFA의 복사 및 손실 컨덕턴스와 복사 효율의 변화($f=915$ MHz)
Fig. 2. Radiation and loss conductances and radiation efficiency of the single-PIFA against L_p ($f=915$ MHz).

나타내었다. η_{SP} 는 L_p 가 커짐에 따라 처음에는 증가하지만, L_p 가 어느 값 이상이 되면 감소하기 시작한다. 이는 $G_{rad,SP}$ 가 L_p 가 커짐에 따라 선형적으로 증가하는 반면에, $G_{loss,SP}$ 는 L_p 가 커짐에 따라 지수적으로 빠르게 증가하기 때문이다. FR4 기판을 사용한 그림 1(a)의 single-PIFA는 11% 이하의 낮은 복사 효율을 가지고 있다. 기판의 유전 손실이 클수록 $G_{loss,SP}$ 가 증가하므로, η_{SP} 는 더욱 작아진다.

Single-PIFA에서 패치의 길이 L_p 는 태그 칩과의 공액 정합을 위하여 $X_c = -X_c$ 가 되도록 결정된다. 많은 경우, 태그 칩의 $|X_c|$ 는 100 Ω 이상의 큰 값을 가지는데, X_c 의 크기가 클수록 공액 정합을 위한 L_p 가 길어져야 하므로 single-PIFA의 효율은 작아진다. 그림 3은 Higgs 칩에 정합시킨 single-PIFA의 입력 임피던스를 시뮬레이션 및 측정된 결과이다. 여기서 $L_p = 36.9$ mm이며, 다른 설계 변수들은 이전의 경우와 동일하다. Higgs 칩에 정합된 single-PIFA의 효율은 약 8%로 매우 작다.

그림 3에는 칩 임피던스를 기준으로 single-PIFA의 반사 손실(Return Loss: RL)을 시뮬레이션 및 측정된 결과를 함께 나타내었다. 칩 임피던스에 대한 태그 안테나의 반사 손실은 식 (3)과 같다^[6].

$$RL = -20 \log_{10} \left| \frac{Z_a - Z_c}{Z_a + Z_c} \right| \quad [\text{dB}] \quad (3)$$

그림을 살펴보면 915 MHz 부근에서 최대의 반사 손실을 가지며, 3 dB RLBW(return loss bandwidth)의

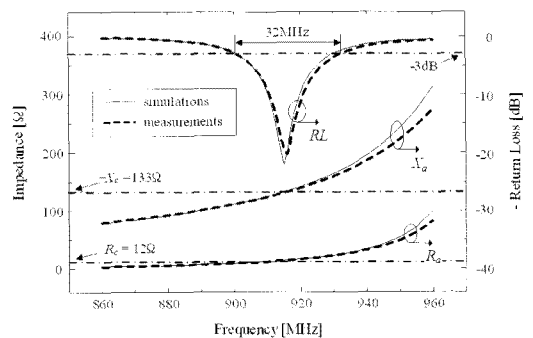


그림 3. Single-PIFA의 입력 임피던스와 반사 손실 ($L_p=36.9$ mm)
Fig. 3. Input impedance and return loss of the single-PIFA($L_p=36.9$ mm).

측정값은 약 32 MHz로서 비교적 넓은 대역폭을 가지고 있음을 알 수 있다. 이는 높은 유전 손실에 의한 손실 정합(lossy matching)의 결과이다.

III. 이중 역 F 안테나(Dual-PIFA)

본 논문에서는 높은 유전 손실을 가지는 저가의 기판을 이용하여 태그 안테나를 설계할 때, 기판의 유전 손실에 따른 손실 컨덕턴스를 감소시킴으로써 태그 안테나의 복사 효율을 크게 향상시킬 수 있는 새로운 방법을 제안한다. 그림 4(a)는 제안한 방법에 따라 설계된 태그 안테나의 일례이다.

그림에서 태그 안테나는 2개 PIFA의 개방 단(open end)이 서로 마주 보고 있는 구조를 가지며, 두 개방 단 사이에 태그 칩을 장착하기 위한 급전 터미널을 가진다. 본 논문에서는 그림 4(a)의 안테나를 dual-PIFA(DP)라고 명명한다. 그림 4(b)는 dual-PIFA의 등가 회로이다. 그림에서 $G_i + jB_i$ 는 길이 L_p 를 가진 2개의 단락된 전송선의 입력 어드미턴스이다. 등가 회로를 살펴보면, 급전 터미널에서 바라본 dual-PIFA의 손실 컨덕턴스($G_{loss,DP}$)는 두 전송선의 입력 컨덕턴스(G_i)가 직렬로 연결되어 있으므로 $G_{loss,DP} = 0.5 G_i$ 로 주어진다. 이는 동일한 L_p 를 가지는 single-PIFA의 손실 컨덕턴스의 반값이다. 한편, dual-PIFA에서는 마주 보는 두 개의 패치 사이에 하나의 방사 슬롯이 형성되어 있으며, 이 방사 슬롯에서의 복사 손실을 G_s 로 표현하면 dual-PIFA의 복사 컨덕턴스($G_{rad,DP}$)는 $G_{rad,DP} = G_s$ 로 주어진다.

그림 5는 915 MHz의 주파수에서 동일한 L_p 를 가

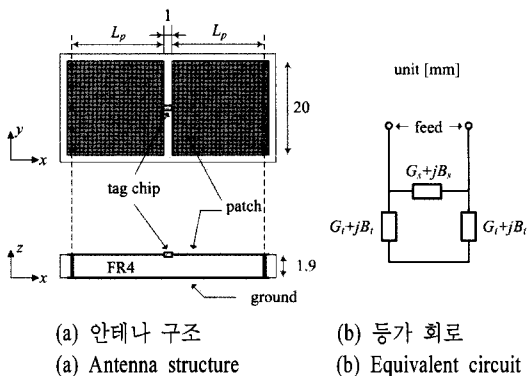


그림 4. 이중 역 F 안테나
Fig. 4. Dual-PIFA.

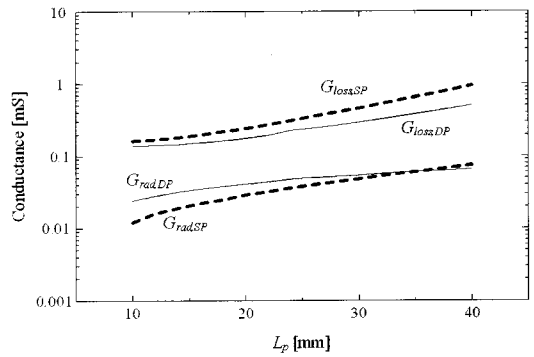


그림 5. Single-PIFA와 dual-PIFA의 복사 및 손실 컨덕턴스의 비교($f=915$ MHz)

Fig. 5. Comparison of the radiation and loss conductances of the single- and dual-PIFA($f=915$ MHz).

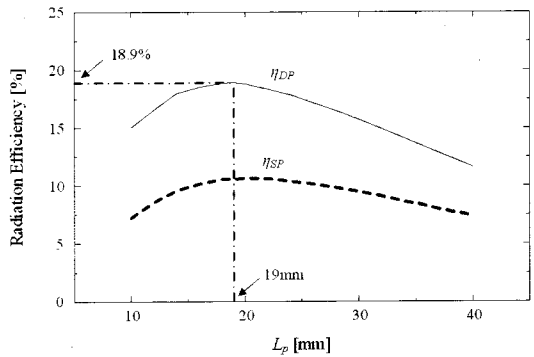


그림 6. Single-PIFA와 dual-PIFA의 복사 효율의 비교($f=915$ MHz)

Fig. 6. Comparison of the radiation efficiencies of the single- and dual-PIFA($f=915$ MHz).

지는 single- 및 dual-PIFA에 대하여 L_p 의 변화에 따른 복사 및 손실 컨덕턴스의 변화를 비교한 결과이다. 그림에서 $G_{loss,DP}$ 는 $G_{loss,SP}$ 보다 작으며, L_p 가 커짐에 따라 $0.5G_{loss,SP}$ 에 가까워짐을 알 수 있다. 반면에, $G_{rad,DP}$ 는 $G_{rad,SP}$ 보다 크거나 비슷한 값을 가진다. 따라서, dual-PIFA의 복사 효율은 동일한 L_p 를 가지는 single-PIFA의 복사 효율에 비하여 크게 향상된다. 그림 6은 915 MHz의 주파수에서 동일한 L_p 를 가지는 single- 및 dual-PIFA에 대하여 L_p 의 변화에 따른 복사 효율의 변화를 비교한 것이다.

한편, dual-PIFA의 등가 회로를 살펴보면 양쪽 전송선에 의한 유도성 서셉턴스(susceptance, B_i)가 직렬로 연결되어 있으므로, 동일한 L_p 를 가지는 single-

PIFA에 비하여 2배의 입력 리액턴스(reactance)를 가진다. 따라서, 동일한 태그 칩의 입력 리액턴스에 공액 정합된 dual-PIFA의 L_p 는 single-PIFA의 경우보다 작은 값을 가진다. 그림 6에 따르면 L_p 가 작을수록 복사 효율이 커지므로 이는 dual-PIFA의 성능을 향상시키는 추가적인 요인으로 작용한다.

Dual-PIFA의 또 다른 장점은 single-PIFA와는 달리 우수한 교차 편파(cross-polarization) 특성을 가지는 것이다. Dual-PIFA의 H-평면 복사 패턴에서, 교차 편파 성분인 E_θ 는 이론적으로 영(zero)의 값을 가진다. 이는 서로 마주 보고 있는 두 패치의 길이 방향 에지(edge)에서의 프링징 필드(fringing field)가 크기는 같고, 방향이 반대로 형성되기 때문이다. 높은 교차 편파 성분을 가진 태그 안테나는 원형 편파 리더 안테나와 같이 사용될 때 높은 방향 민감성(orientation-sensitive)을 유발하므로, 태그 안테나의 교차 편파 성분은 작을수록 좋다^[3].

IV. 적층 커패시터를 가진 이중 역 F 안테나(DPSC)

그림 6을 살펴보면 $L_p=19\text{mm}$ 에서 dual-PIFA의 효율이 18.9%로 최대가 됨을 알 수 있다. 그런데, 그림 4(a)의 안테나 구조에서 L_p 는 태그 칩과의 공액 정합을 위하여 $X_c = -X_c$ 가 되도록 결정되어야 하므로, 최대의 효율을 가진 L_p 를 임의로 선택할 수는 없다. 이러한 제약은 그림 7(a)와 같이 dual-PIFA의 급전 터미널에 가로질러서 적층 커패시터(stacked capacitor)를 병렬로 형성함으로써 해결될 수 있다^[4]. 적층 커패시터는 L_p 가 고정된 상태에서 임피던스 정합을 위한 튜너(tuner)로 사용된다. 그림 7(a)에 표시되어 있는 적층 커패시터의 자세한 구조는 참고문헌 [4]에 설명되어 있다. 이와 같이 dual-PIFA에 적층 커패시터를 추가한 안테나를 본 논문에서는 DPSC(Dual-PIFA with Stacked Capacitor)라고 줄여서 부른다. 그림 7(b)는 DPSC의 등가 회로이며, $C_{stacked}$ 는 적층 커패시터의 커패시턴스(capacitance)이다. 한편, L_p 를 줄이기 위하여 $C_{stacked}$ 를 크게 할수록 DPSC의 임피던스 대역폭이 점점 작아지므로 효율과 대역폭을 감안하여 적절한 L_p 를 선택하여야 한다.

그림 8은 Higgs 칩에 정합시킨 DPSC의 입력 임피

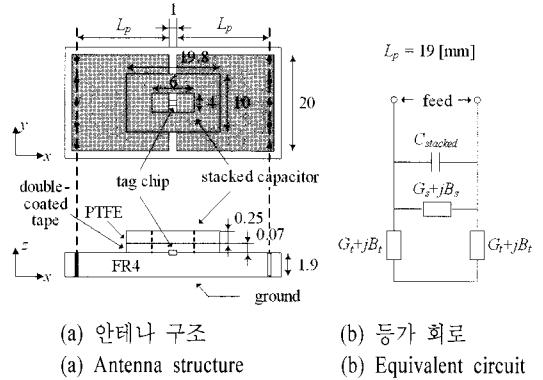


그림 7. 적층 커패시터를 가진 이중 역 F 안테나(DPSC)
Fig. 7. Dual-PIFA with stacked capacitor(DPSC).

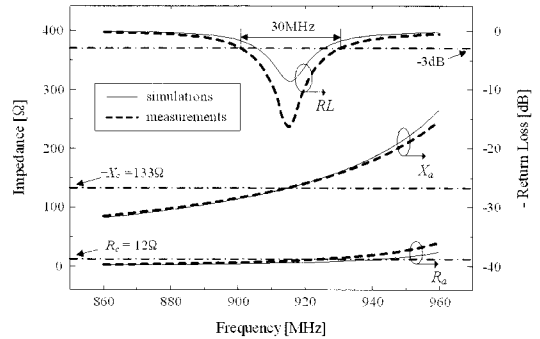


그림 8. DPSC의 입력 임피던스와 반사 손실
Fig. 8. Input impedance and return loss of the DPSC.

던스를 시뮬레이션 및 측정된 결과이다. 여기서 $L_p = 19\text{ mm}$ 이며, $C_{stacked}$ 을 조정하여 임피던스 정합을 하였다. 적층 커패시터의 크기를 포함한 다른 설계 변수들은 그림 7(a)에 표시되어 있다. 그림 8을 살펴보면 동일한 태그 칩에 대하여 설계된 그림 1(a)의 single-PIFA에 비하여 손실 컨덕턴스가 작아져서 안테나 임피던스의 저항 성분이 많이 작아졌음을 알 수 있다. 그림 8에는 태그 칩에 대한 DPSC의 반사 손실을 시뮬레이션 및 측정된 결과를 함께 나타내었다. 그림을 살펴보면 915 MHz 부근에서 태그 칩과 임피던스 정합이 되어 있으며, 3 dB RLBW의 측정 값은 약 30 MHz이다. 시뮬레이션 결과에 의하면 DPSC의 복사 효율은 약 18%로서 single-PIFA의 복사 효율(8%)의 2배 이상이다.

그림 9는 single-PIFA와 DPSC를 400×400 mm 크

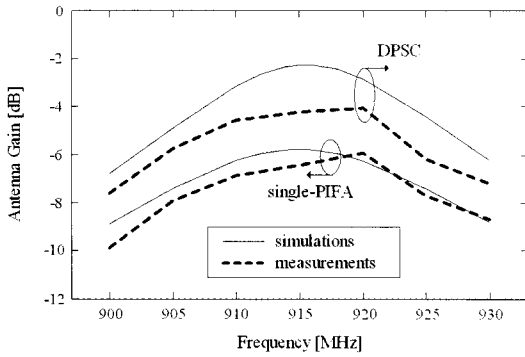


그림 9. 태그 칩과의 부정합 손실을 고려한 single-PIFA 및 DPSC의 안테나 이득
 Fig. 9. Antenna gains of the single-PIFA and DPSC including mismatch loss to the tag chip.

기의 금속판 중앙에 부착하였을 때, 안테나 이득 (gain)을 시뮬레이션 및 측정된 결과이다^[4]. 안테나의 이득은 무반사실에서 50 Ω 측정 시스템을 이용하여 측정 후, 이를 칩 임피던스에 대한 반사 손실을 고려하여 보정하였다. 보정된 안테나 이득(G_a)은 식 (4)와 같다.

$$G_a = G_{a,50} - 10 \log_{10} (1 - |\Gamma_{a,50}|^2) + 10 \log_{10} (1 - |\Gamma_{a,z_c}|^2) \text{ [dB]} \quad (4)$$

여기서 $G_{a,50}$ 은 50 Ω 측정 시스템을 이용하여 측정된 이득이며, $\Gamma_{a,50}$ 과 Γ_{a,z_c} 는 각각 50 Ω 및 칩 임피던스에 대한 안테나의 전력과 반사 계수(power wave reflection coefficient)^[6]로서 식 (5a) 및 (5b)와 같이 주어진다. 이들 반사 계수는 안테나 임피던스의 측정값으로부터 계산된다.

$$\Gamma_{a,50} = \frac{Z_a - 50}{Z_a + 50} \quad (5a)$$

$$\Gamma_{a,z_c} = \frac{Z_a - Z_c^*}{Z_a + Z_c} \quad (5b)$$

그림을 살펴보면 시뮬레이션 결과에서는 DPSC의 이득이 single-PIFA보다 3 dB 이상 향상되었는데, 측정 결과는 단지 2 dB 정도만 향상되었다. 이는 적층 커패시터를 기판에 고정시키기 위하여 사용한 양면 테이프의 유전 손실에 의한 결과로서, 양면 테이프를 사용하지 않고 적층 커패시터를 적절히 부착시키

는 방법을 찾음으로써 해결할 수 있을 것이다^[4].

V. 결 론

본 논문에서는 FR4와 같은 저가의 고손실 기판을 이용하여 금속 부착형 태그 안테나를 설계하는 새로운 방법을 제안하였다. 제안한 방법에 따른 태그 안테나는 2개 PIFA의 개방 단이 서로 마주 보고 있는 구조를 가지며, 두 개방 단 사이에 태그 칩을 장착하기 위한 급전 터미널을 가진다. 본 논문에서는 PIFA를 구성하는 패치의 길이에 따른 유전 손실 및 복사 효율의 변화를 분석하고, 제안한 안테나가 최대의 복사 효율을 가질 수 있도록 적층 커패시터를 이용하여 패치의 길이를 최적화하는 방법을 제시하였다. 제안한 방법은 유전 손실에 의한 기판 손실을 크게 감소시키고, 복사 효율을 유사한 크기를 가지는 기존의 PIFA와 비교하여 2배 이상 향상시킨다. 본 논문에서는 제안한 방법에 따른 안테나 구조의 등가 모델을 정립하고 이를 체계적으로 분석하였으며, 시제품을 제작 및 측정된 결과를 바탕으로 제안한 방법의 우수성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] M. Hirvonen, P. Pursula, K. Jaakkola, and K. Laukkanen, "Planar inverted-F antenna for radio frequency identification", *Electronics Letters*, vol. 40, no. 14, pp. 848-850, Jul. 2004.
- [2] L. Ukkonen, L. Sydänheimo, and M. Kivikoski, "Effects of metallic plate size on the performance of microstrip patch-type tag antennas for passive RFID", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 410-413, 2005.
- [3] H. W. Son, G. Y. Choi, "Orthogonally proximity-coupled patch antenna for a passive RFID tag on metallic surfaces", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 3, pp. 715-717, Mar. 2007.
- [4] H. W. Son, "Design of RFID tag antenna for metallic surfaces using lossy substrate", *Electronics Letters*, vol. 44, no. 12, pp. 711-713, Jun. 2008.
- [5] "Higgs strap; RFID tag strap for EPC class-1 gen-2 preliminary datasheet", *Alien Technology Corpora-*

tion, 2007.

[6] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, S. F. Lam, V. Pillai, R. Martinez, and H. Heinrich, "Power reflection co-

efficient analysis for complex impedances in RFID tag design", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2721-2725, Sep. 2005.

손 해 원



1994년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
2001년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 (공학박사)
1996년 8월~2003년 11월: 삼성전

자(주) 책임연구원

2003년 12월~2007년 3월: 한국전자통신연구원 선임연구원

2007년 4월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 조교수
[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, RF 시스템 설계, RFID, 이동 통신 등

최 길 영



1985년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1987년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
1987년 2월~현재: 한국전자통신연구원 ILT-RFID 기술연구팀 팀장/책임연구원

[주 관심분야] RFID/USN 시스템, QoS 네트워크 등

최 원 규



1999년 2월: 경희대학교 전파공학과 (공학사)
2001년 2월: 경희대학교 전파공학과 (공학석사)
2001년 2월~현재: 한국전자통신연구원 ILT-RFID 기술연구팀 선임연구원

[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, RF 회로 설계, RFID 등