

13.56 MHz 무선 에너지 전송 시스템의 효율적인 전자파 장애(EMI) 예측 및 분석 방법

A Method of Prediction and Analysis of Electromagnetic Interference (EMI) in Wireless Power Transfer System Operating at 13.56 MHz

심 현 진 · 박 종 민 · 남 상 욱

Hyun-Jin Shim · Jong-Min Park · Sangwook Nam

요 약

13.56 MHz 무선 에너지 전송 시스템의 효율적인 전자파 장애(EMI) 측정 및 분석 방법을 제안한다. 두 루프 안테나가 자유 공간과 PEC면 위에 있는 두 가지 경우에 대하여 영상법과 쌍대성을 이용하여 자체 결합 시스템의 등가회로 모델링 분석을 통하여 각 루프에 흐르는 전류 및 발생하는 전자장을 수식적으로 표현한다. 여기서 완전 도체(Perfect Electric Conductor: PEC)는 완전 도체의 무한한 평면의 형태를 가지며, 이후에는 PEC면이라고 지칭한다. 원점에서부터 관측 지점까지의 거리보다 충분히 가까운 지점에서의 최대 전자장의 크기를 이용하여 원점에서 충분히 떨어진 지점의 최대 전자장의 크기를 이론적으로 유추할 수 있다. 근거리에서의 자기장의 크기로 이론적으로 유추한 10 m 떨어진 위치에서의 최대 전자장의 크기와 상용 수치 해석 툴을 이용하여 구한 10 m 떨어진 위치의 최대 전자장의 크기를 비교, 분석하였다. 또한, 이론적으로 구한 최대 자기장의 크기를 바탕으로 방사성 장애 허용 기준을 만족하는 최대 허용 전력의 크기도 쉽게 구할 수 있다.

Abstract

The effective way of estimation and analysis of EMI(Electromagnetic Interference) in Wireless Power Transfer System operating at 13.56 MHz is proposed. In this paper methodology of driving magnetic field strength and electric loop current of two antennas which are in free space and on PEC plane using image theory and duality is proposed. Perfect electric conductor(PEC) is planar, infinite in extent, and perfectly conducting plane. And we will refer it as PEC plane. A equivalent circuit model is used to analyze. Using this theoretical analysis, we can derive maximum magnetic field strength of the far-field region numerically using measured data of near-field maximum magnetic field strength. The experimental results using commercial numerical simulation tool are in agreement with the theoretical results. Also, using the derivation of maximum magnetic field strength in the far-field region, we can easily estimate the maximum allowable power dissipation that meets EMI regulations.

Key words : EMI, Wireless Power Transfer System, Magnetic Field Strength

I. 서 론

최근 다양한 모바일 기기와 각종 디지털 제품들이 대중화 되었다. 또한 전력선 없이 전력을 전달할

「본 연구는 방송통신위원회의 전파방송위성 원천기술개발사업의 연구결과로 수행되었음(KCA-2013-11911-01110)」

서울대학교 전기·컴퓨터공학부(Department of Electronic and Computer Engineering, Seoul National University)

· Manuscript received May 24, 2013 ; Revised August 28, 2013 ; Accepted August 28, 2013. (ID No. 20130524-01S)

· Corresponding Author : Jong-Min Park(e-mail : city814@ael.snu.ac.kr), Sangwook Nam (e-mail : snam@snu.ac.kr)

수 있는 자계 결합 방식을 이용한 무선 전력 전송 기술 관련 연구가 활발히 진행 중이다^{[1]~[4]}. 이 기술은 휴대폰 무선 충전기, 고출력 에너지 전송 분야를 필요로 하는 전기 자동차 등으로 응용되고 있다. 또한, 이러한 기기에서 발생하는 불필요한 전자파로 인한 방송통신 서비스 장애 등의 부작용도 증가하고 있다. 이에 따라 안전한 전자파 이용 환경 조성을 위한 전자파 장해(EMI) 평가 기준 및 시험 방법 마련의 표준화 작업이 활발히 추진되고 있다. 이는 비의도성 전자파로부터 주파수 자원을 보호하고, 멀티미디어 기기 등에서 발생하는 전자파를 최소화하기 위한 전자파 장해 기준 및 시험 방법 마련 등이 최근 중요한 이슈로 주목 받고 있다^[5].

어떠한 전기·전자 기기로부터 발생하는 비의도성 전자파는 다른 기기에 영향을 주어 기기 오작동 등의 부작용이 발생하지 않도록 전자파 장해로 규제하고 있다. 비록 전자파 장해가 발생하는 환경에 기기가 노출되어 있더라도 오동작하지 않고 정상적으로 동작할 수 있는 전자파 내성을 가질 때, 이 기기는 전자파적으로 적합하다고 판정할 수 있다. 이렇듯 불필요한 전자파가 발생하는 환경에서 다른 기기에 영향을 주거나 다른 기기로부터 영향을 받지 않는 것을 전자파 장해이라고 한다.

본 연구에서는 13.56 MHz 무선 에너지 전송 시스템의 효율적인 전자파 장해 예측 및 분석 방법을 제안하였다. 근거리에서 측정한 전자장 값을 이용하여 10 m 떨어진 지점의 전자장을 유추할 수 있는 방법을 수식적으로 유도해 보았다. 자유 공간과 PEC면 위에 크기가 같은 두 루프 안테나가 상호 결합하였을 때, 상용 수치해석 틀을 이용한 모의실험으로 계산한 안테나 근처의 전자기장 값과 이론적 수식으로 계산한 값을 비교하였다. 여기서 완전 도체(perfect electric conductor, PEC)는 완전 도체의 무한한 평면의 형태를 가지며, 이후에는 PEC면이라고 지칭한다.

또한, 이론적으로 자기장의 값을 바탕으로, 0.15~30 MHz의 주파수 대역에서 2중 B급 기기(전자파 방사의 형태로 가정에서 사용하는 기기)의 방사성 장애 허용기준에 만족하는 측정 거리 10 m의 자계 강도 및 허용 전력의 크기 또한 쉽게 구할 수 있다^[6].

II. 이론적 배경 및 등가회로

2-1 자유 공간에 안테나가 있는 경우

본 연구에서는 자유 공간에 두 개의 작은 루프 안테나가 있는 경우, 자계 결합 시스템을 등가회로로 모델링한 후 특성을 분석한다^{[7],[8]}. 그림 1은 자유 공간에서 반지름이 a 인 두 안테나가 원점에서 h 만큼 떨어진 지점에 수직으로 배열된 경우를 나타내는 그림이다.

하나의 작은 루프 안테나에 같은 공진 주파수를 가지는 다른 작은 루프를 가까이 하면 공진 현상이 일어나 에너지 전달이 일어난다. 두 안테나를 각각 루프 1, 루프 2로 두고, 루프 1에 전압원을 인가하면 암페어의 법칙으로 자속이 발생하고, 이때 발생하는 자속 중의 일부가 루프 2를 통과하게 된다. 이 때 페러데이의 법칙에 의해 루프 2에도 전압이 인가되게 된다. 이 전압으로 루프 2에 전류가 흐르게 되며, 이 전류는 다시 자속을 발생시켜 일부 자속이 다시 루프 1을 통과하여 유도 전압이 발생하게 된다. 루프 2에 유도된 전압 중 일부가 부하 저항에 걸리게 되며, 이로부터 부하 전력(또는 전송 전력)을 구할 수 있다^[9].

그림 1을 등가회로로 나타내면 그림 2와 같다. 이때 V 는 루프 1에 인가되는 전압원이고, R_{Tx} 는 루프 1의 손실 저항(R_{loss1})과 방사 저항(R_{rad1})의 합이다. R_{Rx} 는 루프 2의 손실 저항(R_{loss2})과 방사 저항(R_{rad2})의 합이며, R_L 은 부하 저항을 나타낸다. 또한, 두 루프의 인덕턴스는 각각 L_{Tx}, L_{Rx} 이고, C_{Tx}, C_{Rx} 는 각각의 루프의 공진을 위해 사용되는 컵 커패시턴스이다. M 은 상호 인덕턴스를 나타낸다^[10]. 각 루프에 흐르는 전류는 I_1, I_2 이다.

그림 2의 등가회로에서 키르히호프의 전압 법칙(KVL)을 이용하면 다음과 같은 두 식을 구할 수 있다.

$$V = \left(R_{Tx} + j\omega L_{Tx} + \frac{1}{j\omega C_{Tx}} \right) I_1 - j\omega M I_2 \quad (1)$$

$$0 = \left(R_{Rx} + j\omega L_{Rx} + \frac{1}{j\omega C_{Rx}} + R_L \right) I_2 - j\omega M I_1 \quad (2)$$

이때,

$$R_{loss1,2} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \left(\frac{a_{loop1,2}}{a_{ring1,2}} \right) \quad (3)$$

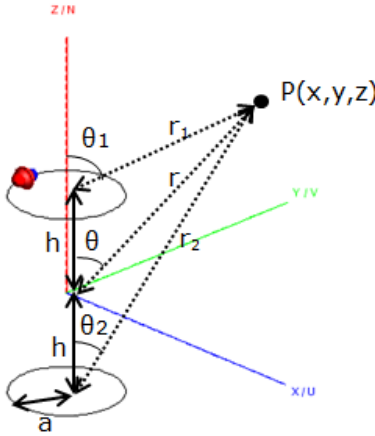


그림 1. 자유 공간에서의 두 안테나
Fig. 1. Two antennas in free space.

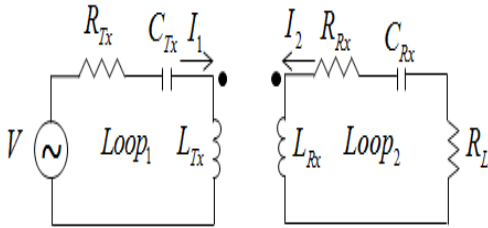


그림 2. 그림 1의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of Fig. 1.

$$R_{rad1,2} = 320\pi^6 \left(\frac{a_{loop1,2}}{\lambda} \right)^4 \quad (4)$$

$$L_{Tx,Rx} = \mu_0 a_{loop1,2} \left[\ln \left(\frac{8 \cdot a_{loop1,2}}{a_{ring1,2}} \right) - 2 \right] \quad (5)$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{loop_1} \oint_{loop_2} \frac{dl_1 \cdot dl_2}{R} \quad (6)$$

이며, $a_{loop1,2}$ 는 루프의 반지름을, $a_{ring1,2}$ 는 wire의 반경을 의미한다. R 은 dl_1, dl_2 사이의 거리이다^[9].

식 (1), (2)를 이용하여 공진주파수 ω_0 에서 각 루프에 흐르는 전류를 구하면 다음과 같다.

$$I_1 = \frac{V}{Z_{11} - \frac{Z_{21}^2}{Z_{11} + Z_L}} \quad (7)$$

$$I_2 = -I_1 \left(\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \right) \quad (8)$$

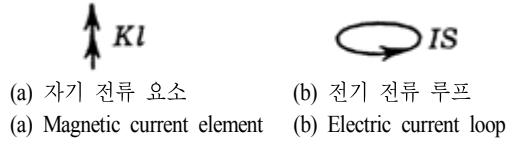


그림 3. 쌍대성
Fig. 3. Duality.

여기서, Z_{11} 과 Z_{22} 는 루프 1과 루프 2의 임피던스, Z_{21} 은 두 안테나 간의 커플링으로 인한 임피던스를 나타내며, Z_L 은 부하 저항과 같은 값이다.

쌍대성을 이용하면, 그림 3의 극소의 자기 전류 요소(magnetic current element)와 극소의 전기 전류 루프(electric current loop)는 같은 필드 크기를 방사하며, 다음과 같은 식이 성립한다^[11].

$$KI = j\omega\mu IS \quad (9)$$

여기서, KI 은 자기 전류 요소를 의미하며, IS 는 극소 자기 전류 요소를 극소의 전기 전류 루프로 바꾸어 생각하였을 때 루프에 흐르는 전류와 루프의 면적을 의미한다. 그러므로 쌍대성을 이용하여 전기 루프 요소는 자기 다이폴 전류로 변환이 가능하며, 자기 다이폴로부터 발생하는 필드 값으로 루프 안테나로부터 발생하는 자기장 값을 구할 수 있다.

원점에서부터 관측 지점까지의 거리를 r 이라고 두었을 때, 관측 지점의 자기장은 다음과 같다^{[12],[13]}.

$$H_r = \left(\frac{-KI}{2\pi} \right) e^{-jkr} \left\{ \frac{1}{\eta r^2} + \frac{1}{j\omega\mu r^3} \right\} \cos\theta \quad (10)$$

$$H_\theta = \left(\frac{-KI}{4\pi} \right) e^{-jkr} \left\{ \frac{j\omega\epsilon}{r} + \frac{1}{\eta r^2} + \frac{1}{j\omega\mu r^3} \right\} \sin\theta \quad (11)$$

식 (9), (10)을 간단하게 하면 아래와 같다.

$$H_{r1} \approx \left(\frac{-KI}{2\pi} \right) e^{-jkr} \left(\frac{1}{j\omega\mu r^3} \right) \cos\theta (r \ll r_c) \quad (12)$$

$$H_{r2} \approx \left(\frac{-KI}{2\pi} \right) e^{-jkr} \left(\frac{1}{\eta r^2} \right) \cos\theta (r \gg r_c) \quad (13)$$

$$H_{\theta 1} \approx \left(\frac{-KI}{4\pi} \right) e^{-jkr} \left(\frac{1}{j\omega\mu r^3} \right) \sin\theta (r \ll r_c) \quad (14)$$

$$H_{\theta 2} \approx \left(\frac{-KI}{4\pi} \right) e^{-jkr} \left(\frac{j\omega\epsilon}{r} \right) \sin\theta (r \gg r_c) \quad (15)$$

$$r_c = \frac{\eta}{\omega\mu} \quad (16)$$

여기서 r_c 는 H_{r1} 과 H_{r2} 의 크기가 같아지는 근거리와 원거리의 경계 거리를 나타낸다. 자기장의 총 합은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_{r\ total} = H_{r1} + H_{r2} \quad (17)$$

$$H_{\theta\ total} = H_{\theta1} + H_{\theta2} \quad (18)$$

$$H_{total} = \sqrt{|H_{r\ total}|^2 + |H_{\theta\ total}|^2} \quad (19)$$

관측 지점보다 충분히 가까운 지점($r \ll r_c$)과 관측 지점보다 충분히 멀리 떨어진 지점($r \gg r_c$)에서의 자기장은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_{near_total} = \sqrt{\sum_{i=1}^2 \{|A|^2 + |B|^2\}} (r \ll r_c) \quad (20)$$

$$H_{far_total} = \sqrt{\sum_{i=1}^2 \{|C|^2 + |D|^2\}} (r \gg r_c) \quad (21)$$

$$A = \left(\frac{-Kl_i}{2\pi}\right) e^{-jkr_i} \frac{\cos\theta_i}{j\omega\mu r_i^3} \quad (22)$$

$$B = \left(\frac{-Kl_i}{4\pi}\right) e^{-jkr_i} \frac{\sin\theta_i}{j\omega\mu r_i^3} \quad (23)$$

$$C = \left(\frac{-Kl_i}{2\pi}\right) e^{-jkr_i} \frac{\cos\theta_i}{\eta^2} \quad (24)$$

$$D = \left(\frac{-Kl_i}{4\pi}\right) e^{-jkr_i} \frac{j\omega\epsilon \sin\theta_i}{r_i} \quad (25)$$

$$r_1 = \sqrt{r^2 + h^2 - 2rh \cos\theta} \quad (26)$$

$$r_2 = \sqrt{r^2 + h^2 + 2rh \cos\theta} \quad (27)$$

$$\theta_1 = \cos^{-1} \left(\frac{\left(\frac{r^2 + h^2 - r_1^2}{2h} - h \right)}{r_1} \right) \quad (28)$$

$$\theta_2 = \cos^{-1} \left(\frac{\left(\frac{r^2 - r_2^2 - h^2}{2h} + h \right)}{r_2} \right) \quad (29)$$

실제 전자파 장애 측정 환경에서는 최대 전자장

값만 고려한다. 관측 지점이 두 안테나보다 충분히 멀리 떨어져 있다고 가정한 경우, 그림 1에서 원점에서 안테나 사이의 거리는 원점에서 관측 지점보다 충분히 작다고 할 수 있고($h \ll r$), 축과 이루는 각도는 $\theta \approx \theta_1 \approx \theta_2$ 라고 할 수 있다. 또한, H_{near_total} 은 $\theta = 0$, H_{far_total} 은 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 일 때 최대 자기장 값을 갖는다.

위의 가정을 식 (19)~(24)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 관측 지점보다 충분히 가까운 지점과 관측 지점보다 충분히 먼 지점의 최대 전자장 값을 구할 수 있다.

$$H_{near_peak} = \sqrt{|A' + A''|^2} (r \ll r_c) \quad (30)$$

$$H_{far_peak} = \sqrt{|D' + D''|^2} (r \gg r_c) \quad (31)$$

$$A' = \left(\frac{-Kl_1}{2\pi}\right) e^{-jkr_1} \frac{1}{j\omega\mu r_1^3} \quad (32)$$

$$A'' = \left(\frac{-Kl_2}{2\pi}\right) e^{-jkr_2} \frac{1}{j\omega\mu r_2^3} \quad (33)$$

$$D' = \left(\frac{-Kl_1}{4\pi}\right) e^{-jkr_1} \frac{j\omega\epsilon}{r_1} \quad (34)$$

$$D'' = \left(\frac{-Kl_2}{4\pi}\right) e^{-jkr_2} \frac{j\omega\epsilon}{r_2} \quad (35)$$

실제로 구리($\sigma = 5.96 \times 10^7$ S/m) 재질로 이루어진 두 루프 안테나가 각각 원점에서 $h=0.1$ m 높이만큼 떨어져 있는 경우, 상용 수치해석 툴을 이용한 최대 자기장 값과 식 (29), (30)을 통해서 구한 H_{near_peak} , H_{far_peak} 값을 비교해 보았다. 이때 루프의 반지름은 0.05 m(0.002 λ)이다. 공진 주파수 13.56 MHz에서의 r_c 는 3.521 m이다. 각각의 식 (3)~(9)를 이용하여 구한 그림 2, 3의 각각의 파라미터를 표 1로 정리하였다.

표 2에는 관측 지점보다 충분히 가까운 지점(1 m)과 관측 지점보다 충분히 먼 지점(10 m)에서의 최대 전자장 값을 수식으로 구한 값과 시뮬레이션 결과 값 및 오차율을 비교하여 정리하였다.

이때 발생하는 오차는 관측 지점이 두 안테나보다 충분히 떨어져 있다고 가정한 경우, 원점에서 안테나 사이의 거리와 축과 이루는 각도를 간단히 근

표 1. 그림 2, 3에 사용되는 각각의 파라미터
Table 1. Parameters used in Fig. 2, Fig. 3.

Parameters	Values
$R_{loss1,2}$	0.047 Ω
$R_{rad1,2}$	$8.026 \cdot 10^{-6} \Omega$
$R_{Tx,Rx}$	0.047 Ω
$L_{Tx,Rx}$	0.2508 μH
$C_{Tx,Rx}$	0.5493 nF
M	1.3 nH
I_1	0.047 A
I_2	0.031 A
$S_{1,2}$	$7.854 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$
kl_1	0.039
kl_2	0.026

표 2. 자유 공간에 놓인 작은 루프 안테나에 의한 자기장의 이론값과 수치 해석 값의 비교($a=0.05 \text{ m}$, $h=0.1 \text{ m}$)
Table 2. Comparison of (a) theoretical and (b) simulated magnetic fields of a small loop antenna in free space with $a=0.05 \text{ m}$, $h=0.1 \text{ m}$.

	Equation [A/m]	Simulation [A/m]	Error [%]
$r=1 \text{ m}$	$9.026 \cdot 10^{-5}$	$9.458 \cdot 10^{-5}$	4.568
$r=10 \text{ m}$	$3.213 \cdot 10^{-7}$	$3.153 \cdot 10^{-7}$	1.903

사하는 과정에서 발생한 오차이다. 거리 및 축과의 각도의 근사 값을 이용하여 구한 최대 전자장 값을 구하는 식이 타당함을 알 수 있다.

본 논문에서 상용 수치해석 도구로 FEKO suite 6.0을 사용하였고, 이 논문 전체에 걸쳐 동일한 수치 해석 툴을 사용하였다.

2-2 PEC면 위에 안테나가 있는 경우

실제 전자파 장해 측정 환경인 챔버 안의 바닥은 금속판으로 이루어져 있다. 그림 3과 같이 PEC면 위에 두 작은 루프 안테나가 있는 경우, 안테나의 자기장의 크기는 영상법을 이용하면 쉽게 할 수 있다. 영상법을 이용하면, PEC면은 영상 안테나(mirror image of antenna)로 대체가 가능하다. 자기장의 크기는 PEC

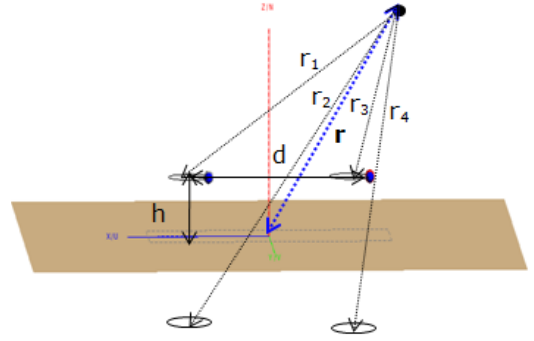


그림 4. PEC면 위의 두 안테나
Fig. 4. Two antennas on PEC plane.

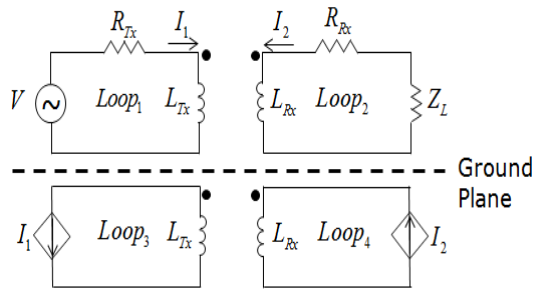


그림 5. 그림 4의 등가회로
Fig. 5. Equivalent circuit of Fig. 4.

면 위에 있는 안테나의 자기장 크기와 영상 안테나의 자기장 합으로 구할 수 있다.

그림 4는 PEC면에서부터 h 만큼 떨어진 위치에 반지름이 a 인 두 안테나가 수평 회로는 그림 5로 나타낼 수 있다. PEC면 위에 있는 두 안테나를 각각 루프 1, 루프 2로 두고, 루프 1의 안테나에 전압원을 인가하면, 각각의 안테나에 I_1 , I_2 의 전류가 흐른다. 영상법을 이용하면 영상 안테나는 각각 루프 3, 루프 4이라고 둘 수 있고, 각 루프에 흐르는 전류 I_3 , I_4 는, I_1 , I_2 와 같은 크기, 반대 방향으로 흐른다.

그림 5의 등가회로에서 키르히호프의 전압 법칙(KVL)을 이용하면 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$V = Z_{11}I_1 + j\omega M_{12}I_2 + j\omega M_{13}I_3 + j\omega M_{14}I_4 \quad (36)$$

$$0 = j\omega M_{21}I_1 + (Z_{22} + Z_L)I_2 + j\omega M_{23}I_3 + j\omega M_{24}I_4 \quad (37)$$

$$I_3 = -I_1 \quad (38)$$

$$I_4 = -I_2 \quad (39)$$

식 (35)~(38)을 이용하여 PEC면 위에 있는 루프 1, 루프 2의 안테나에 흐르는 전류(I_1, I_2)를 구하면 다음과 같다.

$$I_1 = \frac{V}{(Z_{11} - Z_{31}) - \frac{(-Z_{41} + Z_{21})(-Z_{21} + Z_{32})}{(Z_{22} + Z_L) - Z_{42}}} \quad (40)$$

$$I_2 = \frac{-Z_{21} + Z_{32}}{(Z_{22} + Z_L) - Z_{42}} I_1 \quad (41)$$

여기서, Z_{11} 과 Z_{22} 는 루프 1과 루프 2의 각각의 임피던스, $Z_{ij}(i, j = 1, 2, 3, 4)$ 은 두 루프 안테나(루프 i, j) 간의 커플링으로 인한 임피던스를 나타내며, Z_L 은 부하 저항과 같은 값이다. 또한, $M_{kl}(kl = 12, 13, 14, 21, 23, 24)$ 은 두 루프 안테나(루프 k, l)간의 커플링으로 인한 상호 인덕턴스를 나타낸다.

2-1에서 구한 방법과 동일하게 관측 지점보다 충분히 가까운 지점($r \ll r_c$)과 관측 지점보다 충분히 멀리 떨어진 지점($r \gg r_c$)에서의 자기장 크기는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_{near_total_PEC} = \sqrt{\sum_{i=1}^4 \{|a|^2 + |b|^2\}} (r \ll r_c) \quad (42)$$

$$H_{far_total_PEC} = \sqrt{\sum_{i=1}^4 \{|c|^2 + |d|^2\}} (r \gg r_c) \quad (43)$$

$$a = \left(\frac{-Kl_i}{2\pi} \right) e^{-jkr'_i} \frac{\cos\theta'_i}{j\omega\mu r_i^3} \quad (44)$$

$$b = \left(\frac{-Kl_i}{4\pi} \right) e^{-jkr'_i} \frac{\sin\theta'_i}{j\omega\mu r_i^3} \quad (45)$$

$$c = \left(\frac{-Kl_i}{2\pi} \right) e^{-jkr'_i} \frac{\cos\theta'_i}{\eta r_i^2} \quad (46)$$

$$d = \left(\frac{-Kl_i}{4\pi} \right) e^{-jkr'_i} \frac{j\omega\epsilon \sin\theta'_i}{r_i} \quad (47)$$

$$r_1' = \sqrt{r^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 + dr \sin\theta \sin\phi} \quad (48)$$

$$r_2' = \sqrt{r_1'^2 + 4h(r \cos\theta + h)} \quad (49)$$

$$r_3' = \sqrt{r^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 - dr \sin\theta \sin\phi} \quad (50)$$

$$r_4' = \sqrt{r_2'^2 + 4h(r \cos\theta + h)} \quad (51)$$

$$\theta_1' = \cos^{-1} \left(\frac{r \cos\theta}{r_1} \right) \quad (52)$$

$$\theta_2' = \cos^{-1} \left(\frac{r \cos\theta}{r_2} \right) \quad (53)$$

$$\theta_3' = \cos^{-1} \left(\frac{r \cos\theta + 2h}{r_3} \right) \quad (54)$$

$$\theta_4' = \cos^{-1} \left(\frac{r \cos\theta + 2h}{r + 2h} \right) \quad (55)$$

원점에서부터 충분히 떨어진 관측 지점의 최대 자기장 값을 구하기 위하여 몇 가지의 가정이 필요하다. 관측 지점이 두 안테나보다 충분히 멀리 떨어져 있다고 가정한 경우, 그림 3에서 PEC면에서 안테나 사이의 거리와 두 안테나가 떨어져 있는 거리는 원점에서 관측 지점까지의 거리보다 충분히 작다고 할 수 있고($h, d \ll r$), 축과 이루는 각도는 $\theta \approx \theta_1' \approx \theta_2' \approx \theta_3' \approx \theta_4'$ 라고 할 수 있다. 각 안테나의 중심에서부터 관측 지점까지의 거리는 $r_1' \approx r_3' \approx r$, $r_2' \approx r_4' \approx r + 2h$ 라고 가정할 수 있다.

또한, $H_{near_total_PEC}$, $H_{far_total_PEC}$ 모두 $\theta = 0$ 일 때 최대 자기장 값을 갖는다.

위의 가정을 식 (41), (42)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 관측 지점보다 충분히 가까운 지점과 관측 지점보다 충분히 먼 지점의 최대 자기장 값을 구할 수 있다.

$$H_{near_peak_PEC} = \sqrt{|a' + a''|^2} (r \ll r_c) \quad (56)$$

$$H_{far_peak_PEC} = \sqrt{|c' + c''|^2} (r \gg r_c) \quad (57)$$

$$a' = \frac{-Kl_1}{2\pi(j\omega\mu)} \left(\frac{e^{-jkr_1}}{r_1^3} - \frac{e^{-jkr_3}}{r_3^3} \right) \quad (58)$$

$$a'' = \frac{-Kl_2}{2\pi(j\omega\mu)} \left(\frac{e^{-jkr_2}}{r_2^3} - \frac{e^{-jkr_4}}{r_4^3} \right) \quad (59)$$

$$c' = \frac{-Kl_1}{2\pi\eta} e^{-jkr} \left(\frac{1}{r^2} - \frac{e^{-jk(2h)}}{(r+2h)^2} \right) \quad (60)$$

$$c'' = \frac{-Kl_2}{2\pi\eta} e^{-jkr} \left(\frac{1}{r^2} - \frac{e^{-jk(2h)}}{(r+2h)^2} \right) \quad (61)$$

표 3. 그림 4, 5에 사용되는 각각의 파라미터
Table 3. Parameters used in Fig. 4, Fig. 5.

Parameters	Values
$R_{loss1,2}$	0.047 Ω
$R_{rad1,2}$	$8.026 \cdot 10^{-6} \Omega$
$R_{Tx,Rx}$	0.047 Ω
$L_{Tx,Rx}$	0.2508 μH
$C_{Tx,Rx}$	0.5493 nF
$M_{12,21}$	-0.901 nH
M_{13}	3.003 pH
M_{14}, M_{23}	2.867 pH
M_{24}	3.003 pH
I_1	0.047 A
I_2	0.026 A
$S_{1,2}$	$7.854 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$
$Kl_{1,3}$	0.039
$Kl_{2,4}$	0.022

구리 재질로 된 두 루프 안테나가 $d=0.2$ m 간격으로 떨어져 있고, PEC면에서 $h=0.8$ m 높이 만큼 떨어져 있는 경우, 상용 수치 해석 툴을 이용한 최대 자기장 값과 식 (55), (56)을 통해서 구한 $H_{near_peak_PEC}$, $H_{far_peak_PEC}$ 값을 비교해 보았다. 공진 주파수 13.56 MHz에서의 r_c 는 3.521 m이다.

식 (3)~(6), (9), (36)~(41)을 이용하여 구한 그림 4, 5의 각각의 파라미터를 표 3로 정리하였다.

표 4에는 관측 지점보다 충분히 가까운 지점(1 m)과 관측 지점보다 충분히 먼 지점(10 m)에서의 수식으로 구한 최대 자기장 값과 시뮬레이션 결과 값 및 오차율을 비교하여 정리하였다.

표 4. PEC면 위에 놓인 작은 루프 안테나에 의한 자기장의 이론값과 수치 해석 값의 비교($d=0.2$ m, $h=0.8$ m)

Table 4. Comparison of (a) theoretical and (b) simulated magnetic fields of small loop antennas upper PEC plane with $d=0.2$ m, $h=0.8$ m.

	Equation [A/m]	Simulation [A/m]	Error [%]
$r=1$ m	$6.26 \cdot 10^{-5}$	$6.368 \cdot 10^{-5}$	1.696
$r=10$ m	$8.868 \cdot 10^{-8}$	$8.875 \cdot 10^{-8}$	0.08

이론값과 시뮬레이션 값이 거의 일치하는 것을 확인하였다. 거리 및 축과의 각도의 근사 값을 이용하여 구한 최대 자기장 값을 구하는 식이 타당함을 알 수 있다.

III. 근거리 측정 결과를 이용한 원거리의 자기장의 크기 예측

3-1 자유 공간에 안테나가 있는 경우

근거리(r_o)에서 측정된 최대 자기장 값을 이용하여 원거리의 최대 자기장 값을 유추할 수 있다. 근거리(r_o)에서 측정된 최대 자기장 값을 $H_{near_peak,r=r_o}$ 라 하고, 이 값을 바탕으로 식 (29), (30)의 관계식을 정리하면 다음과 같다.

$$H_{far_peak} = \left| H_{near_peak,r=r_o} \right| \cdot \frac{\omega^2 \mu \epsilon (I_1 + I_2)}{2r \left(\frac{I_1}{r_{1,r=r_o}^3} + \frac{I_2}{r_{2,r=r_o}^3} \right)} \quad (62)$$

이 때, 각 루프에 흐르는 전류 I_1, I_2 또한 두 근거리(r_o, r_o')에서 측정된 최대 자기장의 크기를 이용하여 구할 수 있다.

$$I_1 = \frac{2\pi}{S} \frac{\left\{ \begin{array}{l} r_{2,r=r_o'}^3 \left| H_{near_peak,r=r_o'} \right| e^{-jkr_{2,r=r_o'}} \\ - r_{2,r=r_o}^3 \left| H_{near_peak,r=r_o} \right| e^{-jkr_{2,r=r_o}} \end{array} \right\}}{\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{r_{2,r=r_o}}{r_{1,r=r_o}} \right)^3 e^{-jk(r_{1,r=r_o} + r_{2,r=r_o})} \\ - \left(\frac{r_{2,r=r_o'}}{r_{1,r=r_o'}} \right)^3 e^{-jk(r_{1,r=r_o'} + r_{2,r=r_o})} \end{array} \right\}} \quad (63)$$

$$I_2 = \frac{2\pi}{S} \frac{\left\{ \begin{array}{l} r_{1,r=r_o'}^3 \left| H_{near_peak,r=r_o'} \right| e^{-jkr_{1,r=r_o'}} \\ - r_{1,r=r_o}^3 \left| H_{near_peak,r=r_o} \right| e^{-jkr_{1,r=r_o}} \end{array} \right\}}{\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{r_{1,r=r_o}}{r_{2,r=r_o}} \right)^3 e^{-jk(r_{2,r=r_o} + r_{1,r=r_o})} \\ - \left(\frac{r_{1,r=r_o'}}{r_{2,r=r_o'}} \right)^3 e^{-jk(r_{2,r=r_o'} + r_{1,r=r_o})} \end{array} \right\}} \quad (64)$$

3-2 PEC면 위에 안테나가 있는 경우

3-1과 동일한 방법으로 근거리(r_o)에서 측정된 최

대 자기장 값을 이용하여 원거리의 최대 자기장 값을 유추할 수 있다. 근거리(r_o)에서 측정된 최대 자기장 값을 $H_{near_peak_PEC,r=r_o}$ 라고 두고, 식 (55), (56) 을 정리하면 다음과 같다.

$$H_{far_peak_PEC} = \left| H_{near_peak_PEC,r=r_o} \right| \cdot \frac{j\omega\mu e^{-jkr}}{\eta} \cdot \left(\frac{Y}{X} \right) \tag{65}$$

$$X = -\frac{e^{-jkr_{1,r=r_o}}}{r_{1,r=r_o}^3} + \frac{e^{-jkr_{3,r=r_o}}}{r_{3,r=r_o}^3} \\ = -\frac{e^{-jkr_{2,r=r_o}}}{r_{2,r=r_o}^3} + \frac{e^{-jkr_{4,r=r_o}}}{r_{4,r=r_o}^3} \tag{66}$$

$$Y = \frac{1}{r^2} - \frac{e^{-jk(2h)}}{(r+2h)^2} \tag{67}$$

IV. 시뮬레이션 결과 비교 및 분석

4-1 자유 공간에 안테나가 있는 경우

구리 재질인 두 루프 안테나가 원점으로부터 $h=0.1$ m씩 떨어져 있는 경우 두 근거리($r_o=1$ m, $r_o'=0.9$ m)에서 측정된 최대 자기장 값($H_{near_peak,r=r_o}$, $H_{near_peak,r=r_o'}$)을 이용하여 10 m 거리의 자기장 (H_{far_peak}) 값을 예상해 보았다. 표 3에는 자유 공간에서 두 근거리($r_o=1$ m, $r_o'=0.9$ m)에서의 전자장의 크기 및 두 루프에 흐르는 전류(I_1, I_2)를 정리하였다. 표 4에는 자유 공간에 놓인 작은 루프 안테나의 두 근거리($r_o=1$ m, $r_o'=0.9$ m)에서의 자기장을 바탕으로

표 5. 자유 공간에 놓인 작은 루프 안테나에 의한 두 근거리($r_o=1$ m, $r_o'=0.9$ m)에서의 전자장 크기 및 두 루프에 흐르는 전류 값

Table 5. Magnetic fields of a small loop antenna at two near distances($r_o=1$ m, $r_o'=0.9$ m) and currents of each loop in free space.

Parameters	Equation
$H_{near_peak,r=r_o}$	$7.009 \cdot 10^{-5}$ A/m
$H_{near_peak,r=r_o'}$	$9.614 \cdot 10^{-5}$ A/m
I_1	0.049 A
I_2	0.04 A

표 6. 자유 공간에 놓인 작은 루프 안테나의 두 근거리($r_o=1$ m, $r_o'=0.9$ m)에서의 자기장을 바탕으로 유추한 10 m에서의 자기장의 이론값과 수치 해석 값

Table 6. Comparison of (a) theoretical and (b) simulated magnetic fields of a small loop antenna in free space estimated magnetic field using two magnetic fields at two near distances($r_o=1$ m, $r_o'=0.9$ m).

	Equation [A/m]	Simulation [A/m]	Error [%]
$r=10$ m	$2.731 \cdot 10^{-7}$	$2.63 \cdot 10^{-7}$	3.7

로 유추한 10 m에서의 자기장의 이론값과 수치 해석 값 및 오차율을 비교 정리하였다.

근거리에서 측정된 값으로 각 루프에 흐르는 전류의 값을 구할 수 있고, 이 전류의 값들을 바탕으로 원점으로부터 충분히 떨어진 10 m에서의 값을 유도한 근사식이 매우 유용하며 정확함을 알 수 있다.

4-2 PEC면 위에 안테나가 있는 경우

4-1과 동일한 방법으로, 구리 재질로 된 두 루프 안테나가 $d=0.2$ m 간격으로 떨어져 있고, PEC면에서 $h=0.8$ m 높이 만큼 떨어져 있는 경우, 근거리($r_o=1$ m)에서 측정된 최대 자기장($H_{near_peak_PEC,r=r_o}$) 값은 $6.257 \cdot 10^{-5}$ A/m 이다. 이 값을 바탕으로의 크기로 10 m 거리의 최대 자기장($H_{far_peak_PEC}$) 값을 예상해 보았다. 표 5에는 PEC면 위에 놓인 작은 루프 안테나의 근거리($r_o=1$ m)에서의 자기장을 바탕으로 유추한 10 m에서의 자기장의 이론값과 수치 해석 값과 오차율을 비교 정리하였다.

표 7. PEC면 위에 놓인 작은 루프 안테나의 근거리($r_o=1$ m)에서의 자기장을 바탕으로 유추한 10 m에서의 자기장의 이론값과 수치 해석 값

Table 7. Comparison of (a) theoretical and (b) simulated magnetic fields of a small loop antenna upper PEC plane estimated magnetic field using two magnetic fields at near distance($r_o=1$ m).

	Equation [A/m]	Simulation [A/m]	Error [%]
$r=10$ m	$8.865 \cdot 10^{-8}$	$8.75 \cdot 10^{-8}$	1.31

근거리에서 측정된 값으로 원점으로부터 충분히 떨어진 10 m에서의 값을 유추 가능함을 확인할 수 있다.

또한, 150 kHz~30 MHz의 주파수 범위에서 측정 거리 10 m에서의 자계강도 준침두치 $\text{dB}(\mu\text{A/m})$ 는 39~3의 값을 가지며, 주파수의 상용 대수적 증가에 따라 선형적으로 감소한다. 13.56 MHz에서의 최대 허용 자계강도의 크기는 $22.827 \text{ dB}(\mu\text{A/m})$ 임을 알 수 있다. 위에서 구한 이론값에 의하면, 1 V의 전압원을 가하였을 때, 최대 자기장 값은 $8.865 \cdot 10^{-8} \text{ A/m}$ 을 가지므로, 최대 허용 자계강도 $22.827 \text{ dB}\mu\text{A/m}$ 일 때 걸리는 전압은 156.108 V임을 유추할 수 있다. 이를 통해, 13.56 MHz에서 2중 B급 기기의 방사성 장해 허용기준을 넘지 않는 범위 안에서 최대 1.139 kW의 전력 전송이 가능함을 알 수 있다^[6].

V. 결 론

본 논문에서는 두 개의 작은 루프 공진 안테나가 자유 공간 및 PEC면 위에 있는 경우 자계결합 시스템을 등가회로로 모델링한 후 특성을 분석하였다. 등가회로를 분석하여 구한 전류 식을 바탕으로 자기장의 크기를 구하였다. 실제 전자파 장해 측정 환경에서는 안테나의 중심으로부터 10 m 떨어진 관측 지점의 값을 측정하게 되는데, 근거리(1 m)에서 측정된 최대 자기장 크기를 이용하여 10 m에서의 최대 자기장 크기를 예측할 수 있는 해석적 식을 유도하였고, 정확성을 EM 시뮬레이션 결과를 확인하였다. 또한, 이 근사식을 사용하여 무선 에너지 전송 시스템의 효율적인 전자파 장해 예측과 분석 방법 및 허용 전력 전송 크기를 쉽게 예측할 수 있음을 알 수 있었다.

References

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher and M. Solacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances", *Science*, vol. 317, pp. 83-86, Jul. 2007.
- [2] A. Karalis, J. Joannopoulos, and M. Solacic, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer", *Ann. Phys.*, vol. 323, no. 1, pp. 34-48, Jan. 2008.
- [3] C. Zhu, K. Lir, C. Yu, R. Ma, and H. Cheng, "Simulation and experimental analysis on wireless energy transfer based on magnetic resonances", *Proc. IEEE VPPC*, pp. 1-4, Sep. 2008.
- [4] I. Awai, T. Komori, "A simple and versatile design method of resonator-coupled wireless power transfer system", *Proc. ICCAS 2010*, Jul. 2010.
- [5] CISPR 16-2-3 ed 2, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and method - Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity - Radiated disturbance measurements", International Electrotechnical Commission, 2006.
- [6] 전자파장해방지기준, 전자파보호기준, 전자파인체보호기준 개정, 방송통신위원회 고시 제2009-27호, 2009년 11월.
- [7] Chunlai Yu, Rengui Lu, Yinhua Mao, Litao Ren, and Chunbo Zhu, "Research on the model of magnetic-resonance based wireless energy transfer system", *Vehicle Power and Propulsion Conference 2009*, pp. 414-418, Sep. 2009.
- [8] A. P. Sample, D. A. Meyer, and J. R. Smith, "Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 544-554, Feb. 2002.
- [9] 이범선, "자계 결합을 이용한 공진체간 무선 전력 전송 모델링 및 특성 분석", *한국전자파학회지 전자파기술*, 23(6), pp. 15-24, 2012년 11월.
- [10] David K. Cheng, *Fields and Wave Electromagnetics*, New York: Addison-Wesley Publishing Company, Inc., ch. 6, 1989.
- [11] Roger F. Harrington, *Time-Harmonic Electro Magnetic Fields*, New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., ch. 3, 1961.
- [12] H. Zhu, S. Lai, "Antenna design for long range 13.56 MHz RFID Reader", *Proc. ICWMMN2006*, pp. 1-4, Nov. 2006.
- [13] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 3 Ed. Hoboken, NJ: Wiley, ch. 5, 2005.

심 현 진



2012년 3월: 일본 리즈메이칸대학교
전자공학과 (공학사)
2012년 8월~현재: 서울대학교 전기
· 컴퓨터공학부 석박사통합과정
[주 관심분야] 무선전력전송

남 상 욱



1981년 2월: 서울대학교 전자공학
과 (공학사)
1983년 2월: 한국과학기술원 전자
공학과 (공학석사)
1989년: Electrical Engineering at the
University of Texas at Austin (공
학박사)
1990년 1월~현재: 서울대학교 전기공학부 교수
[주 관심분야] 마이크로파 능동/수동 회로 설계, 안테나
및 전파전파, 전자파 수치 해석 등

박 중 민



2006년 8월: 포항공과대학교 전자
전기공학과 (공학사)
2008년 8월: 서울대학교 전기·정
보공학부 (공학석사)
2008년 9월~현재: 서울대학교 전기
· 컴퓨터공학부 박사과정
[주 관심분야] 무선전력전송