

공진 코일의 크기와 부하 저항이 자계 공명 무선 전력 전송 장치의 전달 효율에 주는 영향에 관한 연구

(A Study on the Effect of Resonant Coil Size and Load Resistance on the Transmission Efficiency of Magnetic Resonance Wireless Power Transfer System)

박정흠*

(Jeong-Heum Park)

Abstract

In this paper, the wireless power transfer system using the magnetic resonance was designed and the effect of resonant coil radius and load resistance to this system was analyzed by the circuit analysis method. As a result, the calculated transmitted-power is similar to measured one, and the coil size has a small effect to the coupling coefficients in the resonant frequency band. In addition, the fact that the calculated transmitted-power according to the source frequency is similar to measured one confirms that the circuit analysis method in this paper is valid. The input side transmission efficiency η_i including only the loss in the power transfer circuit is almost 90[%] with the large coil in the 10[cm] transfer distance, and 65[%] with the small coil in 1[cm]. The source side transmission efficiency η_s is 30~40[%] at both coil when load resistance below 4.7[Ω] has been connected. Considering that the maximum η_s is 50[%], this is valid in the practical applications.

Key Words : Wireless Power Transfer, Magnetic Resonance, Coupling Coefficients, Self Resonator

1. 서 론

2007년 MIT의 Marin Soljačić 교수 팀이 자기 공진기(Self Resonator)를 이용하여 2[m]거리에서 40[%] 전달효율을 가지는 자계 공명을 이용한 무선전력전송 방식을 제안한 이후[1], 이 방식에 대한 많은 연구가

진행되고 있다. 모바일 기기의 폭발적인 보급 및 전기 자동차 시장의 가시화[2]에 따라 번거로운 유선충전 대신 무선충전 기술의 실용화를 예측하면서 거대 시장에 대한 기대감이 한층 높아지고 있는 추세이다.

잘 알려진 바와 같이 자계 공명 방식의 무선 전력 전송 기술은 기존의 전자기 유도 방식에 비해 전송거리가 길며, 전력전달효율이 우수하고, 전자파 안전성이 높다. 또한, 방사신호 및 방사저항이 작으며, 바자성체에 대해 높은 투과력을 가지고, 방향성이 없는 등의 장점이 있다[3]. 특히 상용화를 위해서는 전자파 안전성의 확보가 관건이므로, 전자파인체흡수율(SAR :

* 주저자 : 김포대학교 IT학부 부교수
Tel : 031-999-4654, Fax : 031-999-4775
E-mail : jhpark@kimpo.ac.kr
접수일자 : 2012년 5월 21일
1차심사 : 2012년 6월 28일, 2차심사 : 2012년 6월 30일
심사완료 : 2012년 7월 10일

Specific Absorption Rate)을 고려해야 한다. 이와 관련하여 IEEE 혹은 ICNIRP(International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) 이 제시하고 있는 국제기준을 따라야 한다. 이 기준에 따르면, 10[MHz]~10[GHz] 대역에서의 전자계 세기 규제기준이 가장 엄격하다. 이는 이 주파수 대역에서 SAR이 상대적으로 높기 때문이다. 이에 전자파 세기의 규제가 작은 1[MHz]를 중심주파수로 하는 자계 공명 방식의 무선전력전송장치를 구현한 연구가 있었다[4].

자계 공명을 이용한 무선 전력 전송은 물리적 해석 위주로 연구가 진행되었고, 최근 회로적 해석에 관한 연구도 진행되었다[5-7].

모바일 기기에 무선으로 전원을 공급하기 위해서는 직경이 작은 코일이 필요하다. 이에 본 논문에서는 1[MHz]대역의 자계 공명 무선 전력 전송 장치를 제작하여, 회로적 해석을 통해 코일 반경과 부하 저항이 전달효율에 끼치는 영향을 분석하고, 전달효율이 높은 코일 구조를 고려함으로써, 모바일 기기로의 응용 가능성을 모색하고자 한다.

2. 실험 방법

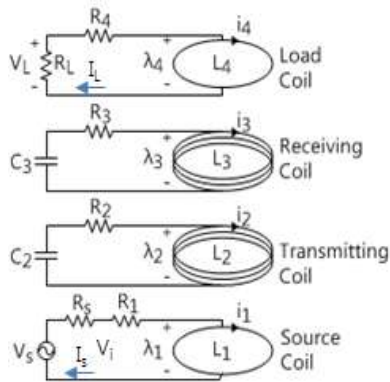


그림 1. 자계 공명 무선 전력 전송 장치의 개념도
Fig. 1. A schematic drawing of the wireless power transfer system using magnetic resonance

그림 1에 자계 공명을 이용한 무선 전력 전송 장치의 개념을 나타냈다. 신호발생기로부터 주파수 1[MHz], $V_{S,peak}=10[V]$ 의 정현파를 소스코일로 입력 받아 송신코일로 유도성 결합을 통해 전달하였다. 송

신코일로 전달된 전력은 같은 공진주파수를 가지는 수신코일로 공명 현상을 통해 전달되며, 다시 유도성 결합에 의해 부하코일로 전달된다.

소스 및 송신 코일은 직경 3[mm]인 에나멜선을 사용하여, 직경 300[mm]로 1[회] 및 3[회]씩 감아서 제작하였다. 수신 및 부하 코일은 에나멜선의 직경, 코일의 직경 및 턴 수를 표 1과 같이 달리 제작하였다.

표 1. 수신 및 부하 코일의 제작 사양
Table 1. Specification of the receiving and load coil

조건	코일 종류	도선 반경 $r[mm]$	코일 반경 $a[mm]$	턴 수 $M[회]$
①	수신	1.5	150	3
	부하	1.5	150	1
②	수신	0.5	28	10
	부하	0.5	28	3

제작된 송수신 코일의 양단은 상용의 캐패시터로 종단하여 LC공진기를 구성하였다. 집중소자인 상용의 캐패시터(C2, C3)를 사용하므로써, 높은 Q값을 구현할 수 있다.

그림 1의 네 개의 폐회로에 대해 키르히호프 전압법칙을 적용하면 다음의 식을 얻을 수 있다. $\lambda_1 \sim \lambda_4$ 는 각 코일 양단의 전압으로 자속쇄교수의 시간 변화율이므로, $\lambda_n = j\omega A_n$ 으로 나타낼 수 있다.

$$V_s = (R_s + R_1) i_1 + j\omega A_1 \tag{1}$$

$$0 = R_2 i_2 + \frac{i_2}{j\omega C_2} + j\omega A_2 \tag{2}$$

$$0 = R_3 i_3 + \frac{i_3}{j\omega C_3} + j\omega A_3 \tag{3}$$

$$0 = (R_4 + R_L) i_4 + j\omega A_4 \tag{4}$$

여기서 V_s 는 전원전압, $i_1 \sim i_4$, $A_1 \sim A_4$ 는 각 코일에서의 전류와 자속쇄교수이며 각 값은 모두 복소수 크기를 나타낸다. $R_1 \sim R_4$ 은 각 코일의 저항성분, R_s, R_L

은 전원 및 부하 저항값이고, C_2, C_3 는 캐패시턴스, ω 는 공진각주파수를 나타낸다.

각 값들은 항목별로 다음과 같이 구하였다.

① 전원 전압 V_s : $V_{peak}=10[V]$ 인 정현파 교류전압의 실효치

② 코일의 저항값 R_n :

$$\text{코일 저항 } R_n = \frac{2\pi a N}{\sigma 2\pi r \delta} = \frac{aN}{\sigma r \delta} \quad (5)$$

a : 각 코일의 반경

N : 코일의 감은 회수

σ : 구리의 전도도($\sigma=5.8 \times 10^7$ [S/m])

r : 코일을 구성하는 도선의 반경

$$\delta : \text{표피두께 } \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (6)$$

$f = 1[\text{MHz}]$ (전원 주파수)

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}[\text{H/m}]$

상기 식에 의해 $R_1=0.02[\Omega]$, $R_2=0.08[\Omega]$ 로 구하였고, R_3, R_4 는 표 2에 나타냈다.

③ 전원 저항 R_s :

신호발생기의 출력임피던스 $R_s = 50[\Omega]$

④ 부하 저항 R_L :

$R_L = 2 \sim 100[\Omega]$ 으로 가변

⑤ 자기 인덕턴스 L_2, L_3 :

송수신 코일의 자기 인덕턴스값을 결정하기 위해 최대전력 전달조건을 이용하였다. 코일의 저항이 근사적으로 0일 때, 최대전력이 전달되기 위해서는 코일의 리액턴스 X_L 이 전원 저항 R_s 와 같아야 하므로, 코일 양단 간 전압 V_L 은 인가된 전원 전압 V_s 의 $1/\sqrt{2}$ 배가 된다. 코일을 직접 신호발생기에 연결하고 인가신호의 주파수를 가변시켰을 때, 코일 양단간의 전압 V_L 이 $V_s/\sqrt{2}$ 가 되는 주파

수를 찾아 $L=R_s/2\pi f$ 로 결정할 수 있다. 이와 같이 실험적으로 구한 L_2 값은 $6.85[\mu\text{H}]$ 였고, L_3 는 표 2에 나타냈다.

⑥ 코일 캐패시턴스 C_2, C_3 :

각 코일을 LC공진기로 해석하였고, ⑤에서 인덕턴스 L값을 구하였으므로 아래 식으로 각 코일에 부가할 캐패시턴스를 구할 수 있다.

$$\omega = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} \quad (7)$$

상기 식에 의해 C_2 는 $3.4[\text{nF}]$ 로 계산되었고, C_3 는 표 2에 나타냈다.

⑦ 자기 인덕턴스 L_1, L_4

L_{22}, L_{33} 은 앞서 구한 코일 2와 3의 자기 인덕턴스 L_2, L_3 이고, 코일 1과 4의 자기 인덕턴스 L_{11}, L_{44} 를 L_1, L_4 라 하면, $L_1/L_2 = N_1^2/N_2^2$, $L_4/L_3 = N_4^2/N_3^2$ 으로부터 값을 구할 수 있다. 이로부터 $L_1=0.76[\mu\text{H}]$ 이고, L_4 는 표 2에 나타냈다.

⑧ 각 코일간의 자속 쇄교 수

시스템의 구성에서 네 개의 코일 각각은 다른 세 개의 코일과 유도성 결합을 이루고 있으므로, 각 코일의 자속 쇄교 수는 아래의 행렬로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{12} & L_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{13} & M_{23} & L_{33} & M_{34} \\ M_{14} & M_{24} & M_{34} & L_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (8)$$

M_{ij} 는 각 코일 간의 상호인덕턴스로 다음의 식으로 구해진다.

$$M_{ij} = k_{ij} \sqrt{L_i L_j} \quad (9)$$

각 코일 간의 결합계수 k_{ij} 는 한 코일과 다른 코일 간의 자속이 결합하는 정도를 나타내며, 계산된 결과와 측정치와의 비교를 통해 결정하였다.

표 2. 수신 및 부하 코일 구성 요소
Table 2. The value of the receiving and load coil component

조건	코일 종류	코일 저항 R_n [Ω]	자기 인덕턴스 L_n [μH]	코일 캐패시턴스 C_n [nF]
①	수신	$R_3=0.08$	$L_3=6.85$	$C_3=3.4$
	부하	$R_4=0.02$	$L_4=0.76$	-
②	수신	$R_3=0.152$	$L_3=10.17$	$C_3=0.27$
	부하	$R_4=0.046$	$L_4=0.916$	-

그림 2에 실제 구현한 자계 공명 무선 전력 전송 장치의 사진을 나타냈다. 크기 비교를 위해 큰 코일(코일 1)과 작은 코일(코일 2)을 함께 배치하였다. 송수신 코일 사이의 거리는 큰 코일의 경우 10[cm], 작은 코일 1[cm]에서 가장 큰 전력 전달이 이루어 졌고, 이 조건에서 이후의 측정을 행하였다.

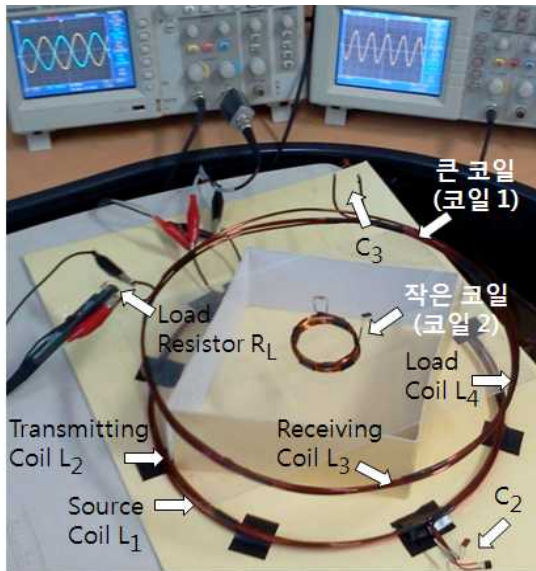
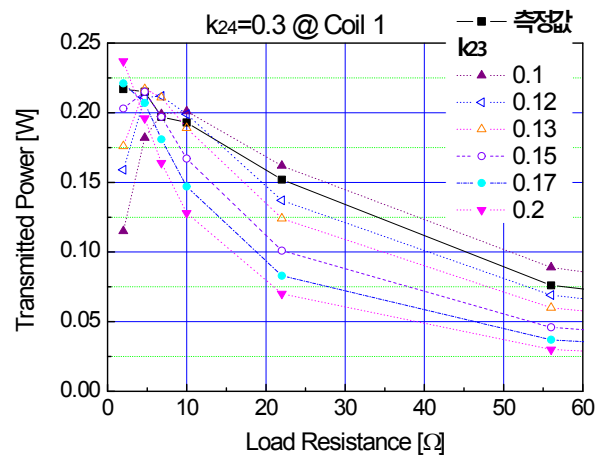


그림 2. 자계 공명 무선 전력 전송 장치와 코일 사진
Fig. 2. Photograph of magnetic resonance wireless power transfer system and coils

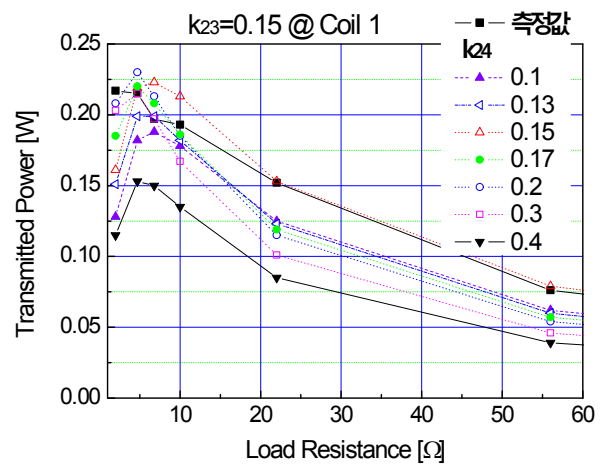
3. 해석 및 측정 결과

앞 장의 이론으로부터 구성되는 식들을 연립하여 부하 저항에서의 전압과 전류를 구하였고, 이로부터 전

달된 피상전력($P_L = V_{Lrms} \cdot I_{Lrms}$)을 계산하였다. 부하 저항의 크기에 따라 전달전력이 변화하며 그림 3에 실제 측정된 전달전력과 계산된 값을 비교하였다. 본 논문에서는 수신 코일의 직경을 변화시켜 그 효과를 관찰하고자 하므로, 직경 변화에 따라 가장 크게 변화가 예상되는 결합계수 k_{23} 과 k_{24} 의 변화에 따른 전달전력의 변화를 그림 3에 함께 나타내었다.



(a) $k_{24} = 0.3$ 으로 고정 시



(b) $k_{23} = 0.15$ 로 고정 시

그림 3. 부하저항과 결합계수 k_{23} , k_{24} 에 따른 전달 전력
Fig. 3. Transmitted power according to the load resistance and the coupling coefficients

k_{24} 가 0.3으로 고정된 경우, k_{23} 이 증가함에 따라 전달전력은 감소되어, $k_{23}=0.12$ 인 경우 실제 측정치와 유

사한 결과를 보였다. k_{23} 이 0.15로 고정된 경우, $k_{24}=0.15$ 에서 유사한 결과를 보였다. 이에 k_{24} 를 0.15로 고정하고 k_{23} 을 변화시킨 결과를 그림 4에 나타냈다.

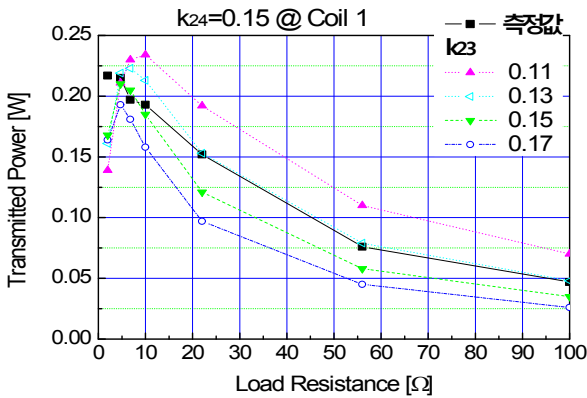
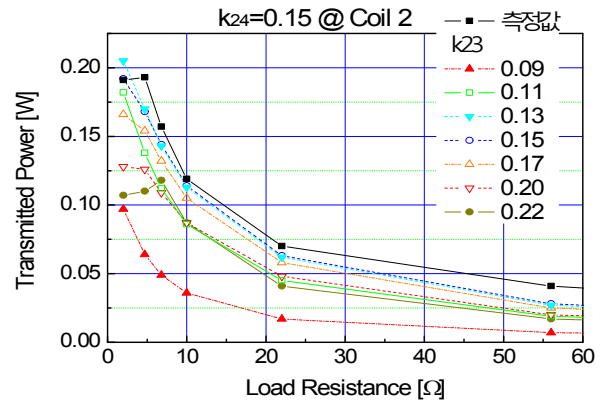


그림 4. $k_{24}=0.15$ 일 때 부하저항과 k_{23} 에 따른 전달 전력
Fig. 4. Transmitted power according to the load resistance and the coupling coefficients ($k_{24} = 0.15$)

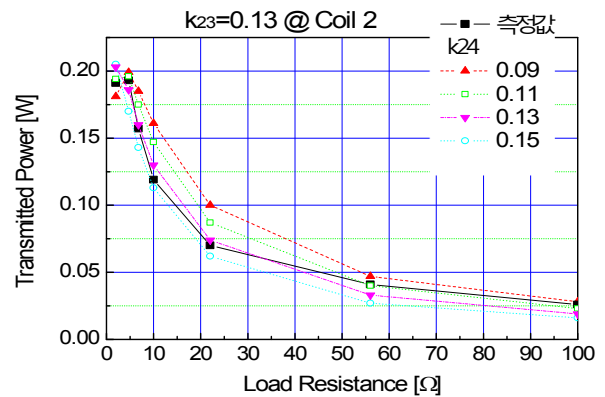
k_{23} 의 증가로 전달전력이 감소하는 경향을 보이며, 0.13에서 측정값과 일치하는 결과를 보였다. 부하저항이 10[Ω]이하로 낮은 경우, 실제 측정값이 계산값보다 더 높은 전달전력을 보이는데 이에 대한 부가적인 해석이 있어야 할 것으로 판단된다.

작은 코일(코일 2)에서의 부하저항과 결합계수 k_{23} 과 k_{24} 의 변화에 따른 전달전력의 변화를 그림 5에 나타내었다. k_{24} 가 0.15로 고정된 경우, $k_{23}=0.13$ 에서 실제 측정값에 가장 근사한 결과를 보였다. 이에 k_{23} 을 0.13으로 하여 k_{24} 를 변화시켰을 때, $k_{24}=0.13$ 에서 가장 유사한 결과를 보였다. 이것은 앞서 큰 코일(코일 2)에서 구한 결합계수 k_{23} 과 일치하는데 이는 송수신 코일 간의 결합계수는 코일 크기와는 무관하게 공진주파수에서 같은 크기를 가진다고 할 수 있다. 반면 k_{24} 는 작은 코일에서 0.13(큰 코일의 경우 0.15)으로 약간 감소하는데, 이는 큰 송신 코일과 작은 부하코일이 공진적으로 결합되지 않고 자기유도에 의한 결합 성분이 존재하는데 부하 코일의 크기가 줄어들며 따라 유도전류가 감소한 결과로 생각된다. 코일의 크기가 작아짐에 따라 전달전력의 크기가 감소하는 것은 결합계수의 영향보다는 코일 두께가 감소하고 턴수가 증가함

에 따른 코일의 저항성분의 증가에 따른 결과라 사료된다.



(a) $k_{24} = 0.15$ 로 고정 시



(b) $k_{23} = 0.13$ 로 고정 시

그림 5. 코일 2에서의 부하저항과 결합계수 k_{23} , k_{24} 에 따른 전달 전력

Fig. 5. Transmitted power according to the load resistance and the coupling coefficients at the coil 2

회로해석에 의한 계산과 실제 측정값과의 비교를 통해 도출한 결합계수를 표 3에 나타내었고, 이를 이용해 주파수의 변화에 따른 전달전력의 측정값과 계산값을 구하여 그림 6에 나타냈다. 이 때 부하 저항은 4.7[Ω]을 사용하였다.

큰 코일과 작은 코일 모두 공진주파수 부근에서는 측정값과 계산값이 유사한 결과를 보였다. 큰 코일(코일 1)의 경우 공진주파수보다 높은 영역에서 측정값과

계산값의 차이가 보이는데, 이는 측정 시 관찰되는 파형이 1.15[MHz]부근부터 정현파에서 왜곡되는 모양인 것으로 미루어 회로적 분석에서 고려되지 않은 다른 요인이 개입되는 것으로 보인다. 그러나 무선전력 전송장치가 동작되는 공진주파수 부근의 넓은 대역($f_0 \pm 15\%$)에서 두 값이 잘 일치하므로, 실제 응용에 있어서 유용한 분석방법이라고 할 수 있다.

표 3. 회로 해석에 의해 결정된 결합계수
Table 3. The coupling coefficients set by circuit analysis

결합계수	k_{12}	k_{13}	k_{14}	k_{23}	k_{24}	k_{34}
Coil 1	0.8	0.1	0.1	0.13	0.15	0.5
Coil 2	0.8	0.1	0.1	0.13	0.13	0.5

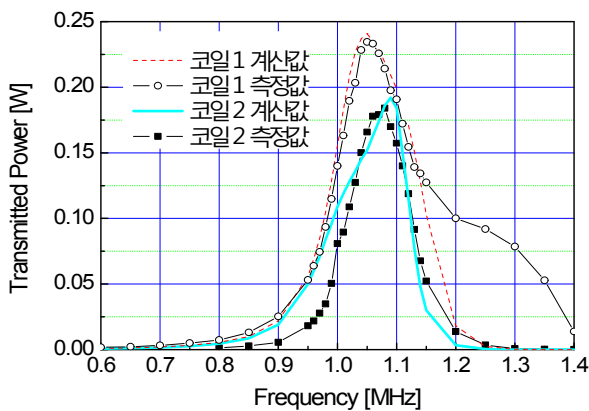


그림 6. 전원의 주파수에 따른 전달 전력의 변화
Fig. 6. Transmitted power according to the frequency of the power source

무선 전력 전송 장치에 있어서 중요한 지표인 전달 효율(Transmission Efficiency)을 그림 1에서 표기한 V_s, V_L, V_i, I_s, I_i 을 이용하여, 다음과 같이 두 가지로 정의하였다.

$$\begin{aligned} \text{전원측 전달효율 } \eta_s & \\ &= \frac{P_L}{P_S} \times 100 [\%] = \frac{V_L \cdot I_L}{V_S \cdot I_S} \times 100 [\%] \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{입력측 전달효율 } \eta_i & \\ &= \frac{P_L}{P_i} \times 100 [\%] = \frac{V_L \cdot I_L}{V_i \cdot I_s} \times 100 [\%] \end{aligned} \quad (11)$$

전원 측 전달효율 η_s 는 신호발생기 내부저항에서의 손실을 포함한 효율로서, 장치의 실제 효율로 생각할 수 있다. 입력 측 전달효율 η_i 은 신호발생기의 내부저항에서의 손실을 제외한 순수한 전력 송수신 회로에서의 손실을 포함한 전달효율이다.

큰 코일(Coil 1)과 작은 코일(Coil 2)에서 부하저항을 가변시켜, V_s, V_L, V_i, I_s, I_i 을 측정 후 전달 효율을 계산하여 그림 7에 나타내었다. 두 코일의 입력 측 전달효율 η_i 을 비교하면, 큰 코일의 η_i 가 넓은 저항영역에 걸쳐 높은 값을 보이는데, 이는 전력 송수신 회로에서의 손실이 큰 코일에서보다 작은 코일에서 상대적으로 크다는 것을 의미한다.

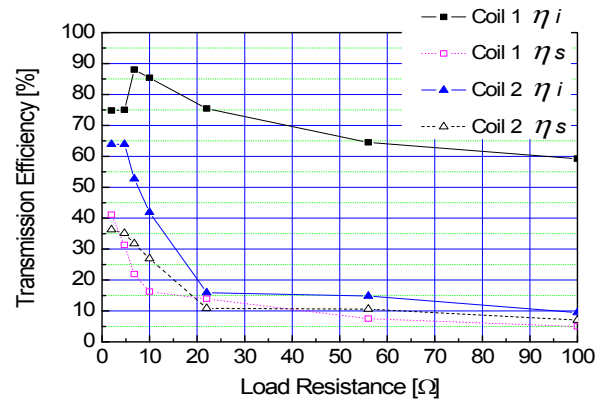


그림 7. 코일 크기와 부하 저항의 변화에 따른 전달 효율
Fig. 7. Transmission efficiency according to the coil radius and the load resistance

전원 측 전달효율 η_s 는 두 코일이 η_i 에 비하여 유사한 경향을 보이는데, 이는 앞 선 회로 분석을 통한 계산 결과에서 전달전력 차이가 크지 않았던 점에서 예상할 수 있었던 결과이다.

전원 측 전달효율 η_s 와 입력 측 전달효율 η_i 의 차이는 결국 신호발생기 내부 저항에서의 손실에 의한 것이므로, 큰 코일에서 내부 저항에서의 손실이 크다고 할 수 있고, 이는 최대전력전달 조건을 만족시키는 임피던스 매칭의 문제인 것으로 판단된다. 신호발생기의 내부 임피던스는 순저항 성분 50[Ω]이므로, 최대전력이 전달되기 위한 부하임피던스 $Z_L = R_L + jX_L$ 역시 50[Ω]의 순저항 성분만을 가져야 한다. 따라서, 공

진시스템을 구성 시, X_L 을 0으로 하고, $|Z_L|$ 을 50[Ω]에 근접하도록 하여야 하나, 큰 코일의 경우 작은 코일에 비해 상대적으로 X_L 이 크에 따라서 10[Ω]이하의 부하 저항에서 낮은 전달효율을 보이는 것으로 판단된다. 그러나 전원 측 전달효율 η_s 의 최대값이 50[%]인 점을 감안하면, 두 코일 모두 낮은 부하 저항에서 35[%] 이상의 높은 효율을 가진다.

4. 결 론

본 논문에서는 1[MHz] 주파수 대역의 자계 공명 무선 전력 전송 장치를 구현하여 송수신용 코일의 크기 및 부하 저항을 변화시켜 전달 효율에 끼치는 영향을 분석하였다. 또한 장치의 회로적 해석을 통해서 결합계수가 전달 전력에 끼치는 영향을 분석하였다.

코일의 크기에 따라 결합계수 k_{23} 과 k_{24} 의 변화가 클 것으로 예상했으나, 회로적으로 해석한 결과, 두 코일의 결합계수가 비슷한 값을 가졌다. 이 값을 이용하여 계산한 전달전력이 실제 측정된 전달전력과 거의 일치하였으므로, 공진주파수 부근에서 코일 크기가 결합계수에 주는 영향은 작음을 알 수 있었다.

주파수 변화에 따른 전달전력의 변화도 계산된 값과 측정된 값이 공진주파수 부근에서 유사하므로, 본 논문에서 제안한 회로적 해석이 유효함을 확인할 수 있었다.

순수한 전력 송수신 회로에서의 손실만을 포함한 입력 측 전달효율 η_i 은 큰 코일의 경우 90[%]에 이르는 높은 값을 보였고, 작은 코일의 경우도 65[%]에 달하였다. 무선 전력 전송 장치의 실제 효율이라고 할 수 있는 전원 측 전달효율 η_s 는 두 코일 모두 4.7[Ω]이하의 부하 저항 연결 시, 30~40[%]에 이르러, 이의 최대값이 50[%]인 점을 고려하면 실제 응용이 가능한 값을 보였다. 큰 코일의 경우 4.7[Ω]이하에서, 작은 코일의 경우 2[Ω]에서 효율이 열화되는 점은 이후 추가적으로 분석되어야 할 것이다.

향후 실용화를 위해 임피던스 매칭을 고려하여 전원 측 전달효율 η_s 를 높이고 모바일 기기 등에 적용하기 위해 작은 코일의 형상을 평판형으로 하는 연구가 요구된다. 또한 공급전원의 교류 출력을 높였을 때, 회로

적 해석 방법의 유효성과 전자파인체흡수율 기준에 대한 면밀한 검토가 진행되어야 할 것이다.

이 논문은 2012학년도 김포대학의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

References

- [1] Andre Kurs et. al., Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances, Science, Vol. 317, pp. 83-86, 2007.
- [2] C. Zhu, et. al., Simulation and experimental analysis on Wireless energy transfer based on magnetic resonances, in Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE, sept., pp.1-4., 2008.
- [3] Young-Gin Park, A study on the magnetic resonance wireless power transfer technology, Journal of Korean Institute of Power Electronics, Vol.15, No.6, pp.47-53, 2010.
- [4] Jeong-Heum Park, A Study on the Wireless Power Transfer System using Magnetic Resonance at the 1MHz Frequency Band, Journal of Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation, Vol.26, No.1, pp.75-81, 2012.
- [5] K. O'Brien, Inductively coupled radio frequency power transmission system for wireless systems and devices, Aachen, Germany, 2007. ISBN 978-3-83225775-0.
- [6] B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, and S. C. Goldstein, Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.24, No.7, 2009.
- [7] A. Sample, D. Meyer, and J. Smith, Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 58, no. 2, pp. 544 - 554, feb. 2011.

◇ 저자소개 ◇



박정흠 (朴正欽)

1967년 9월 23일생. 1990년 연세대학교 전기공학과 졸업. 1992년 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1992~1994년 삼성전기 종합연구소 연구원. 1998~2000년 삼성전자 반도체연구소 선임연구원. 2003~2004년 영국 Birmingham Univ. EDT Center 방문연구원. 2000년~현재 김포대학교 IT학부 부교수.