시간에 따라 변하는 수신단 부하 임피던스의 실시간 검출을 통한 무선 전력 전송시스템의 성능 개선

Performance Improvement Using Real-Time Detection of Time-Variant Load Impedance of the Receiver in Wireless Power Transfer System

장형석 · 태현성 · 김광석 · 여태동 · 오경섭 · 유종원

Hyeong-Seok Jang · Hyun-Sung Tae · Kwang-Seok Kim · Tae-Dong Yeo ·
Kyoung-Sub Oh · Jong-Won Yu

요 약

본 논문에서는 무선 전력 전송 시스템에서 시간에 따라 변하는 반사 임피던스(reflected impedance)가 시스템에 주는 영향을 분석하고, 그 검출 방법을 제안하였다. 반사 임피던스는 송신기와 결합하는 수신기가 어떠한 특성을 가지는지를 나타내는 중요한 지표가 되며, 전송 효율에 큰 영향을 주게 된다. 반사 임피던스를 검출하기 위해서 주파수에 따른 송신기에 흐르는 전류의 변화를 분석하는 검출 방법을 제안하였다. 본 논문에서 제시한 설계 방법에 따라 LF 대역에서 동작하는 무선 송/수신시스템을 설계하고, 수신기의 반사 임피던스의 변화를 검출하였다. 측정 결과, 제안한 검출 방법이 반사 임피던스를 정확하게 측정할 수 있음을 확인하였다. 실제 배터리에 적용하여 absorption mode에서 시간에 따라 증가하는 부하 임피던스로 인한 효율 감소를 보정할 수 있음을 실험을 통해 검증하였다. 또한, 금속 인식 시스템도 구현하여 제안한 측정법의 유용성을 확인하였다.

Abstract

In this paper, an analysis of the effect of time-variant reflected impedance and its detection method on wireless power transfer(WPT) systems are presented. The reflected resistance at WPT systems is very important parameter as it indicates how well matched antenna is and will exhibit high efficiency. Proposed detection method is based on transmitter current variation analysis with respect to frequency sweep. Using the proposed design method, a wireless power transfer system operating at the frequency of 125 kHz, is design and detect reflected impedance variation. The proposed design method provides good agreements between measured and simulated results. Therefore, The proposed detecting method provides a nonintrusive method to detect harmful object in WPT system.

Key words: Wireless Power Transfer, Reflected Impedance, Foreign Object Detection

I. 서 론

18세기 이후 전력선의 보급으로 언제 어디서든지 전자 기기에 전기코드를 연결하면 전기의 사용이 가능하게 되

었다. 또한, 무선기술이 점차 폭넓게 사용되면서 노트북, PDA 및 이동통신과 같은 휴대용 기기가 우리 삶의 필수품이 되었다. 하지만, 그러한 기기들은 이동성이 중요시되면서 배터리에 대한 의존도가 높아지고 있다. 한편, 충

한국과학기술원 전기 및 전자공학부(Department of Electrical Engineering, KAIST)

· Manuscript received February 4, 2014 ; Revised March 4, 2014 ; Accepted May 12, 2014. (ID No. 20140204-019)

· Corresponding Author: Jong-Won Yu (e-mail: drjwyu@ee.kaist.ac.kr)

전 후 사용할 수 있는 배터리의 수명이 기기의 사용 수요에 못 미쳐 전원코드를 통해 충전을 하거나, 배터리 교체를 해야 하는 번거로움 갖게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 무선으로 전력을 전송하는 기술에 관한 관련 연구가 수행되고 있다^{[1]~[6]}. 최근 무선으로 전력을 전송하는 무선 전력 전송(Wireless Power Transfer: WPT) 시스템에 대한 관심이 높아지면서 휴대용 기기 및 가전용 전자제품, 전기 자동차, 체내 이식기기(medical implants) 등 다양한 제품에 적용되고 있다.

높은 전송 효율을 위하여, 높은 Q factor를 갖도록 설계된 무선충전용 송/수신 코일은 그 위치에 따라, 부하 임피던스(충전량에 따라 변하는)에 따라, 공진주파수 분리에 의한 효율 저하 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 대표적으로 자동 주파수 동조 회로를 추가시켜 최대 전력 전송 효율이 가능하도록 한다. 구체적인 방법으로는 송신시스템에서 주파수 함수를 갖는 입사 전력과 반사 전력을 방향성 결합기로 지속적으로 측정하여 임피던스 정합 회로를 제어하는 방법^{[7],[8]}, 송/수신 전송 코일 간의 위치 및 경사 배치에 따라 공진 주파수 분리 현상을 줄이는 방법^[9], 송신 코일에 흐르는 전류를 감지하여 차동 증폭기에 의해 전압으로 변환한 후, 위상 보정기를 거쳐 위상 고정 루프(PLL)를 통한 동일한 주파수 생성 방법^[10], 가변 용량의 다이오드를 이용한 임피던스 정합 회로를 통한 방법^[11] 등이 연구가 수행되었다.

본 논문에서는 그림 1과 같은 결합 모델을 가지는 무선 송/수신시스템에서 수신단의 시변 부하 임피던스와 결합 계수에 따른 시스템의 효율 변화를 설명하기 위해서 그림 1과 같이 반사 임피던스(reflected impedance)의 개념을 도입하였다.

반사 임피던스는 송신기의 입장에서 보았을 때 보이는 등가 임피던스로 정의되고, 상호 임피던스에 의한 전압원을 송신 안테나의 전류로 나눔으로 구할 수 있다. 그 때의 송/수신 시스템의 최대 효율은 다음과 같다.

$$Z_{\text{reflected}}(t) = k^2 \omega L_1 Q_{Rx}(t)$$

$$\eta_{\text{link}_{\text{max}}} = \frac{1}{\frac{R_1}{Z_{\text{reflected}}(t)} + 1} \quad (1)$$

그림 1. (a) 시간에 따라 부하임피던스가 변하는 무선전력 송/수신 결합회로, (b) 등가회로

Fig. 1. (a) Equivalent circuit for Tx and Rx antennas with time-variant load impedance, (b) equivalent circuit for Tx.

여기서, k 는 송신 코일과 수신 코일 간의 결합계수, ω 는 공진주파수, L_1 은 송신 코일의 인덕턴스, R_1 은 송신기의 직렬 저항, Q_{Rx} 는 수신기의 부하 Q factor를 의미한다. 식 (1)로부터 무선 전력 전송 시스템에서 반사 임피던스를 알면 주어진 환경에서 시스템이 가질 수 있는 최대 효율이 결정된다.

본 논문에서는 위치에 따라, 그리고 충전량에 따라 변하는 수신단의 시변 부하 임피던스를 의미하는 반사 임피던스의 실시간 검출법을 제안하고 이를 바탕으로 시간에 따른 환경 변화에 대응하는 효율적인 무선 전력 전송의 시스템을 제안한다. 또한, 반사 임피던스 측정 시스템을 통해 송/수신기간의 통신 없이 수신기의 배터리 충전량을 확인이 가능하며, 금속이나 다른 위험물질을 감지할 수 있는 무선 전력 전송 관리 시스템을 제안한다.

II. 반사 임피던스에 따른 성능 변화

본 장에서는 송/수신 코일 간의 결합계수의 변화와 수

신기의 상태에 따른 충전 효율 변화를 다룬다.

2.1 결합계수에 따른 효율 변화

결합계수는 송/수신 코일이 얼마나 강하게 결합되어 있는가를 나타내는 것으로 결합계수에 따라 두 코일간 최대효율을 결정하며, 결합계수 k 를 가지는 송/수신 코일 간의 최대 전송효율은 다음과 같다.

$$\eta(t) = \frac{P_{load}}{P_{source}} = (1 - |\Gamma_{in}|^2) \cdot \eta'(t)$$

$$\eta'(t) = \frac{(\omega M)^2 R_L(t)}{R_1 \left[(R_1 + R_L(t))^2 \right] + (\omega M)^2 (R_2 + R_L(t))}$$

$$\eta'_{max}(t) = \frac{k^2 Q_{Tx_Coil} Q_{Rx}(t)}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_{Tx_Coil} Q_{Rx}(t)})^2}$$

$$Q_{Tx_Coil} = \frac{\omega L_1}{R_1}, Q_{Rx}(t) = \frac{\omega L_2}{R_2 + R_L(t)}, k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2)$$

여기서, Γ_{in} 은 전압원에서 바라본 입력 반사계수, ω 는 공진주파수, L_2 은 수신 코일의 인덕턴스, R_2 은 수신기의 코일 직렬 저항, $R_L(t)$ 은 수신기의 부하 임피던스, Q_{Tx_coil} 은 송신 코일의 Q factor를 의미한다.

송/수신 코일 간의 결합계수(k)는 두 코일 간의 위치의 함수이며, 각 코일의 중심 간의 거리 좌표가 (x, y, z)일 때 수평거리 (x, y)에 따른 전송효율을 그림 2(a)에 수직거리 z 에 따른 전송효율의 변화를 그림 2(b)에 나타내었다. 그림 2와 식 (2)에서 송/수신 코일 간의 위치가 변할 때 전송효율이 변화함을 알 수 있다.

2.2 수신기 임피던스 변화에 따른 효율 변화

보통 배터리는 효율적인 충전과 과충전(배터리 손상 그리고 배터리 수명 단축 요인)을 막기 위해서 여러 가지 단계의 상태를 가진다. 충전 단계별로 자동적으로 전류와 전압을 조절하기 때문에, 무선 충전 시에 수신기의 임피던스는 단계에 따라서 변하게 된다. 배터리의 충전 단계는 보통 그림 3과 같이 다음 세 단계로 나뉜다.

- Bulk mode: 충전량이 낮은 상태이며, 충전 전류는 일정하다(CC: Constant Current)
- Absorption mode: 충전량이 어느 정도 이상에 도달하

그림 2. 위치에 따른 송/수신 코일 간의 전력 전송 효율 변화

Fig. 2. Transfer efficiency with regard to the distance of the Tx and Rx coils.

면, 전류를 단계적으로 낮추며 충전 전압은 유지한다 (CV: Constant Voltage).

- Float mode: 배터리가 완충 상태에 도달하면 전류를 감소시키고 충전 전압은 유지한다(CV: Constant Voltage).

이것을 무선 전력 전송 시스템의 송신기 입장의 반사 임피던스 개념에서 보면 수신기 임피던스가 bulk mode에서는 작은 임피던스(0.1~1 Ω)값을 가지다가 absorption mode에 들어가면 임피던스가 점점 증가하는 것처럼 보인다. Float mode에서는 충전 전류가 1/10 이하로 줄게 됨으로 bu-

그림 3. 충전 시간에 따른 배터리 상태의 변화
Fig. 3. Battery conditions for charging time.

lk mode의 임피던스보다 10배 이상으로 크게 보이게 된다.

$$V(t)_{\text{battery}} = I(t)_{\text{battery}} ESR_{\text{battery}} + V(t)_{\text{capacitor}} \quad (3)$$

식 (3)과 같이 배터리의 전압을 표현할 수 있고, 배터리 내부의 등가 직렬 저항(ESR)과 bulk mode 모드에서의 전류의 곱이 클수록 absorption mode가 길어지게 되고, 배터리 종류에 따라 다르지만 보통 bulk mode의 2~3배의 시간동안 absorption mode로 동작하게 되므로 무선 충전 시 충분히 고려해 주어야 한다.

그림 1의 무선 전력 전송 시스템에서 bulk mode의 수신기 임피던스를 가질 때 최대효율을 가지도록 설계하고, 배터리가 absorption mode에서의 효율 변화를 그림 4에

그림 4. 배터리 충전 시 absorption mode에서의 충전효율 저하
Fig. 4. Charging efficiency degradation in absorption mode.

나타내었다. 수신기의 임피던스가 점점 증가하면 수신기의 loaded Q factor(Q_{rx})는 감소하게 되고, 식 (1)의 반사 임피던스가 감소하여 충전 효율이 시간이 지나면서 점점 감소하게 된다. 이러한 이유로 무선 충전 기술은 충전과 동시에 데이터의 전송을 통하여 수신기기에 대한 인식(ID) 정보, 전력 용량 및 충전 상태(충전 완료, 과전압, 과전류, 무응답 등)를 나타내는 정보의 데이터 통신을 한다.

하지만 높은 전력의 충전에서는 부하 변조(load modulation)를 사용한 데이터 통신 시 스위치에 걸리는 전압이 크기 때문에 쉽게 스위치가 오작동하는 문제점이 생기므로 통신 없이 충전상태를 측정하는 방법이 필요하다.

III. 제안하는 반사 임피던스 검출 방법

3-1 주파수 분리 현상

본 장에서는 본 논문에서 제안하는 반사 임피던스의 검출 원리에 대해서 다룬다. 무선 전력 전송 시스템에서 코일간의 거리가 가까워지면 상호 인덕턴스가 증가하며, 이에 따라 공진주파수 분리 현상이 발생하게 된다(그림 5). 이 때 송신기에서 흐르는 전류(I_1)가 최대가 되는 두 주파수를 유도하면 다음과 같다^[12].

$$k_c = \frac{1}{Q_{rx}(t)} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_{rx}(t)^2}}$$

그림 5. 송/수신 코일간의 결합계수가 클 때 일어나는 공진 주파수 분리현상
Fig. 5. Resonant frequency separation at tight coupling.

그림 6. 주파수 분리현상 시 두 공진 주파수에서 전류의 크기 차이

Fig. 6. Different peak current magnitude with resonant frequency separation.

$$\omega_+ = \frac{1}{\sqrt{1-k}} \omega_0, \quad \omega_- = \frac{1}{\sqrt{1+k}} \omega_0, \quad (k > k_c) \quad (4)$$

한편, 송신기에서 흐르는 전류(I_1)가 최대가 되는 두 공진 주파수에서 흐르는 전류의 비에 따른 수신기의 부하 Q factor를 유도하면 다음과 같다.

$$I_1 = \frac{1}{R_1} \frac{1 - j \frac{1 \pm k}{\sqrt{1 \pm k}} Q_{Rx}(t)}{1 - j \frac{1 \pm k}{\sqrt{1 \pm k}} (Q_{Tx_coil} + Q_{Rx}(t))} V_{in}$$

if $Q_{Tx_coil}^2 \gg Q_{Rx}(t)^2$,

$$Q_{Rx}(t)^2 \cong \frac{1}{k} \frac{\frac{|I_{1+}|^2}{|I_{1-}|^2} + 1}{\frac{|I_{1+}|^2}{|I_{1-}|^2} - 1} - \frac{1}{k^2} \quad (5)$$

정리하면 식 (4)와 (5)에서 주파수 분리 현상이 일어날 때 생기는 두 주파수의 차이는 송/수신간의 결합계수가 얼마나 큰가를 의미하며, 각 주파수에서 전류의 비는 수신기의 loaded Q factor($Q_{Rx}(t)$)가 얼마인지를 나타낸다. 따라서 주파수에 따른 송신기에서 흐르는 전류 측정을 통해 송/수신간의 결합계수 k 와 Q_{Rx} 를 유도해낼 수 있다.

그림 7은 결합계수 k 에 따른 송신기에 흐르는 전류의 변화를 나타낸다. 식 (4)로부터 k 가 k_c 보다 클 때 주파수

($V_s = 5V$, $R_s = R_1 = R_2 = 0.1\Omega$, $C_1 = 100nF$, $L_1 = 24\mu H$, $C_2 = 240nF$, $L_2 = 10\mu H$, $R_L = 1$)

그림 7. 결합계수 k 에 따른 I_1 의 변화

Fig. 7. Tx current with regard to the coupling factor k .

분리가 일어나며, k 가 크면 클수록 두 주파수 사이의 간격이 커진다.

그림 8(a)는 수신기의 부하 임피던스(R_L)에 따른 송신기에 흐르는 전류의 변화를 나타낸다. 식 (5)로부터 주파수 분리가 일어나는 주파수에서 두 전류의 비(I_{1+}/I_{1-})는 부하 임피던스가 커질수록 커지다가 Q_{Rx} 가 감소함에 따라 주파수 분리 조건인 k_c 가 커지게 되고, k_c 가 $k=0.35$ 이상이 되면 주파수 분리 현상이 사라짐을 알 수 있다.

이것을 배터리 충전상태로 생각을 하면 그림 8과 같이 충전이 진행되면서 점점 전류의 비(I_{1+}/I_{1-})가 커지다가 완충이 되면 Q_{Rx} 가 아주 작아져서 주파수 분리 현상이 사라진다. 표 1는 식 (5)에 유도한 방법으로 그림 8의 조건과 같을 때 수신기의 loaded Q factor(Q_{Rx})값을 계산한 결과이다. 제안된 계산법으로 효과적으로 시간에 따라 변화하는 반사 임피던스를 추정할 수 있다.

3-2 반사 임피던스 변화에 따른 송신기에 흐르는 전류 변화

표 1. 수신기의 loaded Q factor(Q_{Rx}) 계산

Table 1. Calculated receiver loaded Q factor(Q_{Rx}).

$R_L (\Omega)$	1	2	3	5
Q_{Rx}	5.868	3.074	2.082	1.266
계산된 Q_{Rx}	5.833	2.991	1.991	1.242

($V_s = 5V$, $R_s = R_i = R_2 = 0.1\Omega$, $C_1 = 100nF$, $L_1 = 24\mu H$, $C_2 = 240nF$, $L_2 = 10\mu H$, $k = 0.35$)

그림 8. (a) 수신기의 부하 임피던스(R_L)에 따른 I_1 의 변화, (b) absorption 모드일 때 초/중/말기 상태에서의 따른 I_1 의 변화

Fig. 8. (a) Tx current with regard to the R_L , (b) Tx current in absorption mode.

수신기의 부하 임피던스(R_L)가 클 때, 즉 주파수 분리 조건을 만족하지 않을 때 송신기에 흐르는 전류의 변화를 그림 9에 나타내었다. 기존 송신 코일의 공진주파수 (ω_0) 근처에서 전류의 극대점이 생기며, 그 차이를 δ 라고 하였을 때 수신기의 부하 Q factor와 전류의 극대값을 유도하면 다음과 같다.

$$Q_{Rx} \cong \frac{\frac{Q_{Tx_coil} R_i I_{1,max}}{(V_s - R_i I_{1,max})} - \frac{V_{in}}{(Q_{Tx_coil} R_i I_{1,max} \delta)}}{\sqrt{2 + \frac{2R_i I_{1,max}}{(V_{in} - R_i I_{1,max})} - \frac{V_{in}^2 + R_i I_{1,max} V_{in}}{Q_{Tx_coil}^2 R_i I_{1,max} \delta} + 1}}$$

그림 9. 부하 임피던스(R_L)가 클 때 I_1 의 변화

Fig. 9. Tx current with high R_L .

$$I_{1,max} = \frac{V_{in}}{R_i (1 + k^2 Q_{Tx_coil} Q_{Rx})} \quad (6)$$

식 (6)과 그림 9에서 수신기의 임피던스(R_L)가 크면 클수록 전류의 극대값이 클 수 있고, 기존 송신 코일의 공진주파수(ω_0)보다 약간 작은 주파수에서 나타남을 알 수 있다. 이는 주파수 분리가 일어나지 않아도 전류의 극대값을 알면 수신기의 임피던스($R_L(t)$)를 알 수 있다는 것을 의미한다.

송신 코일 주변에 금속 물질이 가까이 왔을 때의 등가 모델은 그림 10(b)와 같다. L_{metal} 의 인덕턴스를 가지고 송신 코일과 금속물질 사이가 결합계수 k_m 을 가진다고 하면 공진 주파수의 변화는 다음과 같다. 공진주파수(ω_0)보다 높은 주파수에서 전류의 극대값을 가지며 생기며 그 차이는 다음과 같다.

$$\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{(L_1 - k_m \sqrt{L_1 L_{metal}}) C_1}} \quad (7)$$

위의 결과들을 정리하여 I_1 의 반응에 따라 무선 충전 시스템의 상태(그림 11)를 크게 4가지로 분류하면 다음과 같다.

State 1: 아무 수신단도 없는 상태, $k \approx 0$, $Q_{Rx} \approx 0$

State 2: 낮은 결합계수 k , 낮은 Q_{Rx} 을 가지는 수신단(완충 상태의 배터리)

그림 10. (a) 송신 코일 주변에 금속물질이 가까이 왔을 때의 I_1 의 변화, (b) 등가 모델
Fig. 10. Tx current with a metal obstacle, (b) equivalent circuit.

그림 11. I_1 의 반응에 따른 무선 충전의 상태 차이
Fig. 11. States with regard to Tx current response.

State 3: 높은 결합계수 k , 높은 Q_x 를 가지는 수신단(충전상태의 배터리)

State 4: 송신 코일에 금속물질이 가까이 온 상태

3-3 제안하는 반사 임피던스 측정 시스템 설계

앞의 절에서 설명한 것을 바탕으로 제안하는 반사 임피던스 검출을 위해서는 각 주파수 별 전류를 측정하여 전류가 극대값을 가질 때의 주파수와 그때의 전류값을 찾아야 한다. 따라서 제안하는 측정 시스템의 블록도는 그림 12와 같다. 디지털/아날로그 변환기를 사용하여 게이트 드라이버의 주파수를 조절하고, 전류 측정용 저항을 사용하여 송신기에 흐르는 전류를 측정하여 반사 임피던스를 검출한다. 자세한 시스템의 흐름은 다음과 같다. 수신기에 흐르는 전류가 변하게 되면 송신기 주변에 부하가 생긴 것으로 판단하여 주파수 스캔을 통해 전류의 극대점을 찾는다. 극대점이 두 개가 있으면 수신기가 올라온 것으로 판단하여 반사 임피던스를 측정해서 Q_x 가 타당한 값이면 반사 임피던스에 맞는 최적효율을 내는 주파수에서 충전을 시작한다. 전류의 극대점이 하나인 경우에는 낮은 결합계수 k 혹은 낮은 Q_x 를 가지는 수신단이거나 금속이나 다른 물질이 있는 것이므로 식 (6)과 식 (7)을 사용하여 판단하여 금속인 경우에는 전력을 차단하고, 결합계수가 낮은 경우에는 충분한 시간을 주고 기다린 후 미확인 부하로 판단한다.

그림 12. 제안하는 반사 임피던스 검출법을 이용한 LF 대역 무선 전력 전송시스템의 블록도

Fig. 12. Block diagram for proposed wireless power transfer system.

IV. 실험 결과 및 고찰

본 장에서는 제안하는 시스템의 성능 검증을 위해 무선충전 송수신 시스템을 제작하였으며, 그림 13과 같다. 송/수신 코일은 Qi 표준 코일로 설계된 송신 코일은 ($L_1 = 24 \mu H$, $1R_1 = 0.1 \Omega$, $Q_{Tx_{coil}} = 90$), 수신 코일은 ($L_2 = 10 \mu H$, $R_2 = 0.2 \Omega$, $Q_{Rx_{coil}} = 50$)의 값을 진다. $C_1 = 68 nF$, $C_2 = 163 nF$, $V_S = 12 V$ 로 설계하여 송/수신 코일 간의 간격을 변화시켜보면서 디지털/아날로그 변환기로 주파수를 가변하고, MCU의 아날로그/디지털 변환기를 사용하여 전류를 측정하는 결과는 그림 14와 같다. 거리가 멀어지면서 k 값이 떨어지고, 두 극대점이 점점 가까워지면서 식 (4)의 주파수 분리 조건을 만족하지 못하면 극대점이 하나로 변함을 알 수 있다.

그림 13. 제작된 무선 충전 송수신 시스템
Fig. 13. Fabricated wireless power transfer system.

그림 14. 거리에 따른 I_1 의 변화 측정
Fig. 14. Measured Tx current with regard to the distance.

그림 15. (a) 수신기의 부하 임피던스(R_L)에 따른 I_1 의 변화 측정, (b) 송신 코일 주변에 금속물질이 있을 때 I_1 의 변화 측정
Fig. 15. (a) Measured Tx current with regard to R_L (b) with metal obstacle.

수신기의 부하 임피던스(R_L)를 시멘트 저항을 가변하면서 변화를 측정하였다(그림 15(a)). 부하 임피던스가 커짐에 따라 주파수 분리현상 조건이 만족되지 않고 식 (6)과 같이 전류의 극댓값이 부하 임피던스가 커질수록 커지며 점점 수신단이 없는 상태의 모양과 비슷해진다. 그림 15(b)에 50 mm×50 mm 크기의 금속이 송신 코일 위($z=5$ mm, 10 mm)와 25 mm×25 mm 크기의 금속이 송신 코일 위($z=5$ mm)에 위치하였을 때 I_1 의 변화를 측정한 결과를 나타내었다. 송신 코일에 가까워지면 결합계수가 커지

그림 16. 제안한 시스템을 사용한 경우와 아닌 경우 송수신 코일 간의 효율 변화 비교

Fig. 16. Coil to coil power transfer efficiency with/without proposed system.

로 공진주파수가 더 증가함을 알 수 있다. 제안한 부하 임피던스 검출 시스템을 사용하여 CV 모드에서 임피던스가 변하는 실제 배터리 충전 시 효율 증가를 비교한 결과를 그림 16에 나타내었다. 충전 주파수를 고정으로 사용할 때는 배터리 임피던스가 변화에 따라 효율이 점점 감소함을 알 수 있었고, 제안한 부하 임피던스 검출 시스템을 사용하여 주파수 동조 시스템을 사용하였을 때는 높은 효율이 유지됨을 알 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 무선 전력 전송 시스템에서 시간에 따라 변하는 반사 임피던스(reflected impedance)가 시스템에 주는 영향을 분석하고, 그 검출 방법을 제안하였다. 반사 임피던스는 송신기와 결합하는 수신기가 어떠한 특성을 가지는지를 나타내는 중요한 지표가 되며, 전송 효율에 큰 영향을 주게 된다. 실제 배터리 충전 시 CV 모드에서는 임피던스가 점점 증가하게 되면서 충전 효율이 점점 감소하게 됨을 이론과 실험을 통해 검증하였다. 충전 시간에 따라 변하는 반사 임피던스를 검출하기 위해서 주파수에 따른 송신기에 흐르는 전류의 변화를 분석하는 검출 방법을 제안하였다. 또한, 금속 등의 위험 물질이 송신 코일 위에 위치한 경우도 분석하고, 측정을 통해 검증하였다.

본 논문에서 제시한 설계 방법에 따라 LF 대역에서 동작하는 무선 송/수신시스템을 설계하고, 수신기의 반사 임피던스의 변화를 실시간으로 검출하였다. 측정 결과, 제안한 검출 방법이 반사 임피던스를 정확하게 측정할 수 있음을 확인하였다. 실제 배터리에 적용하여 CV 모드에서 시간에 따라 증가하는 부하 임피던스로 인한 효율 감소를 보정할 수 있음을 실험을 통해 검증하였다. 높은 수신단의 Q factor의 유지가 중요한 급속 충전이나 배터리의 상태나 부하 임피던스가 빈번하게 변하는 무선 충전 시스템에 적용이 가능할 것이다.

References

- [1] C. -J. Chen, T. -H. Chu, C. -L. Lin, and Z. -C. Jou, "A study of loosely coupled coils for wireless power transfer", *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 7, pp. 536-540, Jul. 2010.
- [2] Ick-Jae Yoon, Hao Ling, "Realizing efficient wireless power transfer using small folded cylindrical helix dipoles", *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 846-849, Aug. 2010.
- [3] Benjamin L. Cannon, James F. Hoburg, Daniel D. Stancil, and Seth Copen Goldstein, "Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 7, pp. 1819-1825, Jul. 2009.
- [4] J. J. Casanova, Zhen Ning Low, and Jenshan Lin, "A loosely coupled planar wireless power system for multiple receivers", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 8, pp. 3060-3068, Aug. 2009.
- [5] J. O. Mur-Miranda, G. Fanti, Feng Yifei, K. Omanakuttan, R. Ongie, A. Setjoadi, and N. Sharpe, "Wireless power transfer using weakly coupled magnetostatic resonators", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pp. 4179-4186, Sep. 2010.
- [6] Low Zhen Ning, R. A. Chinga, R. Tseng, and Jenshan Lin, "Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system",

Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 5, pp. 1801-1812, May 2009.

- [7] P. Sample, T. Meyer, and R. Smith, "Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Feb. 2011.
- [8] Teck Chuan Beh, Takehiro Imura, Masaki Kato, and Yoichi Hori, "Basic study of improving efficiency of wireless power transfer via magnetic resonance coupling based on impedance matching", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2010*, Jul. 2010.
- [9] Youndo Tak, Jongmin Park, and Sangwook Nam, "Mode-based analysis of resonant characteristics for near-field coupled small antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1238-1241, 2009.

- [10] Wenzhen Fu, Bo Zhang, and Dongyuan Qiu, "Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling", *Power Electronics and Motion Control Conference(IPEMC), 2009, IEEE*, pp. 2658-2663, May 2009.
- [11] Do-Hyun Won, Hee-Seung Kim, and Byung-Jun Jang, "13.56 MHz wireless power transfer system using loop antennas with tunable impedance matching circuit", *Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 21, no. 4, pp. 519-527, May 2010.
- [12] Wang-Qiang Niu, Jian-Xin Chu, Wei Gu, and Ai-Di Shen, "Exact analysis of frequency splitting phenomena of contactless power transfer systems", *IEEE Transactions on Circuit and Systems-I: Regular Papers*, vol. 60.

장 형 석

2008년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)
 2010년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 2010년 9월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 무선 전력 전송 시스템, RFID, 임피던스 자동 정합 시스템 등

김 광 석

2013년 2월: 숭실대학교 전자과 (공학사)
 2013년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] RFID, Beamforming, 무선 전력 전송 시스템, 등

태 현 성

2005년 3월: Osaka Univ. Department of Electronics and Material Physics (공학사)
 2011년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 2011년 2월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 마이크로파/밀리미터파 회로, 무선 통신 시스템, Beam-forming 통신

여 태 동

2013년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)
 2013년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 마이크로파/밀리미터파 회로(MMIC), 무선 전력 전송 시스템, GPS /RFID 통신

오 경 섭

1994년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)

1997년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

2004년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

2010년 2월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 연구교수

[주 관심분야] 마이크로파/밀리미터파 회로, 무선 통신 시스템 등

유 중 원

1992년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)

1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1998년 7월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

2004년 2월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수

[주관심분야] RFID, 빔포밍 통신, 차세대 통신, 마이크로파/밀리미터파 회로(MMIC, Hybrid), 무선 통신 시스템 등