THE JOURNAL OF KOREAN INSTITUTE OF ELECTROMAGNETIC ENGINEERING AND SCIENCE. 2012 Mar.; 23(3), 343~354.

http://dx.doi.org/10.5515/KJKIEES.2012.23.3.343
ISSN 1226-3133 (Print)

무선 전력 전송용 High-Q 스파이럴 영차 공진기

High-Q Spiral Zeroth-Order Resonators for Wireless Power Transmission

박 병 철 · 박 재 현* · 이 정 해

Byung-Chul Park · Jae-Hyun Park* · Jeong-Hae Lee

요 약

본 논문에서는 무선 전력 전송을 위한 다양한 스파이럴 구조의 영자 공진기들을 설계하였다. 메타 물질 전송선로의 영차 공진은 무한 파장의 특징을 가지기 때문에 공진기의 크기에 상관없이 디자인이 가능한 장점을 가진다. 또한, 무선 전력 전송에서 고효율의 전송 효율을 얻기 위해서는 공진기의 Q-factor와 공진기간의 결합 계수가 커야 한다. 따라서 제안된 영차 공진기들은 영차 공진을 유도하기 위해 스파이럴 형태의 인덕터와 집중 캐패시터 소자를 사용하였고, parametric study와 R, L, C 회로 분석을 통해 높은 Q-factor를 얻기 위한 최적의 디자인을 찾고자 하였다. 최적화된 공진기들은 기존의 스파이럴 공진기와 모의 실험을 통해 비교되었으며, 최적화된 공진기들 중 제작된 공진기의 크기는 20 cm×20 cm×8 cm(0.009 λ_0×0.009 λ_0×0.004 λ_0)이고, 13.56 MHz 대역의 주파수와 40 cm 거리에서 80 %의 전송 효율이 측정되었다.

Abstract

In this paper, various spiral zeroth-order resonators are proposed for wireless power transmission. Since a zeroth-order resonance(ZOR) mode of meta-material transmission lines has the characteristic of an infinite wavelength, its frequency is independent of physical length. Also, to obtain high transmission efficiencies high-Q resonators and strong coupling coefficient between coupled resonators are required. Therefore, the resonators consist of spiral inductor and lumped capacitor to use the ZOR mode and they are optimized via parametric study and circuit analysis for a high-Q resonator design. The optimized resonators are simulated and compared with a conventional spiral resonator and one of them was fabricated and measured. The fabricated one has a dimension of 20 cm×20 cm×8 cm(0.009 λ_0×0.009 λ_0 ×0.004 λ_0) and the transmission efficiency of 80 % is measured at 13.56 MHz at transmitted distance of 40 cm.

Key words : Wireless Power Transmission, High-Q Resonator, Zeroth-Order Resonator

Ⅰ. 서 론

최근 자기 공명 방식을 이용한 무선 전력 전송 시스템에 대한 관심이 높아지고 있다. 기존의 무선 전력 전송 방법은 전자기파를 이용하는 방식과 자기 유도 방식이 있다. 전자기파를 이용하는 방식은 중장거리의 전력 전송이 가능한 장점을 가지나, 인체 영향이나 낮은 전송 효율 등의 단점을 가진다. 또한, 자기 유도 방식은 근거리 고전력 전송시 유리하나, 최대 전송 거리가 수 cm로 제한되어 있어 그 응용 범위가 매우 제한적인 단점을 가진다[1],[2]. 그러나 2007년 MIT 그룹에서 자기 공명 방식을 이용한 무

「본 연구는 방송통신위원회의 전파위성기술분야 원천기술개발사업의 연구 결과로 수행되었음(KCA-2011-11911-01110).」

홍익대학교 전자정보통신공학과(Department of Electronic Information and Communication Engineering, Hongik University)

*삼성전자 종합기술원(Samsung Advanced Institute of Technology)

· Manuscript received November 25, 2011 ; Revised February 24, 2012 ; Accepted February 27, 2012. (ID No. 20111125-01S)

· Corresponding Author : Jeong-Hae Lee (e-mail : jeonglee@hongik.ac.kr)

ⓒ Copyright The Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science. All Rights Reserved.

선 전력 전송 방식을 제안하여 2 m 거리에서 60 W의 백열 전구를 동작시키는데 성공하였다. 이 방식은 자기 유도 방식과 마찬가지로 자기장을 이용하기 때문에 인체에 비교적 안전한 장점을 가지며, 전송 거리 또한 수 m 까지 가능하기 때문에 미래 유망 기술로 대두되고 있다[3].

본 논문에서는 자기 공명 방식의 무선 전력 전송을 위한 다양한 스파이럴 구조의 영차 공진기들을 설계하였다. 메타 물질 전송 선로의 영차 공진은 무한 파장의 특징을 가지기 때문에, 공진기의 크기에 상관없이 디자인이 가능한 장점을 가진다[4],[5]. 또한, 무선 전력 전송에서 고효율의 전송 효율을 얻기 위해서는 공진기의 Q-factor와 공진기 간의 결합 계수가 높아야 한다[3]. 따라서 제안된 영차 공진기들은 영차 공진을 유도하기 위해 스파이럴 형태의 인덕터와 집중 캐패시터 소자를 사용하였고, parametric study와 R, L, C 회로 분석을 통해 높은 Q-factor를 얻기 위한 최적의 디자인을 찾고자 하였다. 최적화된 영차 공진기들은 기존의 스파이럴 공진기와 모의 실험을 통해 비교되었으며, 최적화된 공진기들 중 제작된 공진기의 크기는 20 cm×20 cm×8 cm(0.009 λ_0× 0.009 λ_0×0.004 λ_0)이고, 13.56 MHz 대역의 주파에서 실제로 측정하여 그 특성을 확인하였다.

Ⅱ. Mu-negative 전송 선로

$$\omega_{ZOR(MNG)} = 1/\sqrt{L_R C_L} \tag{1}$$

그림 1은 Mu-negative(MNG) 전송 선로의 등가 회로를 보여준다. MNG 전송 선로는 기존의 전송 선로에 인위적으로 직렬 캐패시턴스를 삽입함으로써 구현이 가능하다[6]. 이때 유효 투자율이 0이 되는 영차 공진은 식 (1)과 같이 표현이 가능하다. 그리고 실제로 영차 공진을 이용하기 위해서는 short-ended 경계조건을 적용해야 한다. 결과적으로 MNG 전송 선로의 영차 공진은 식 (1)과 같이 직렬 LC 공진임을 알 수 있으며, 이 공진을 이용한 다양한 안테나 어플리케이션들이 보고된 바 있다[6],[7]. 참고문헌 [6]에 제안된 안테나는 MNG 전송 선로에서 단위 구조가 3개인 안테나로 직렬 캐패시터를 구현하기 위해 inter-digital 캐패시터를 사용하였고, 영차 공진에서의 전류 분포는 3개의 모든 단위 구조에서 동위상의 전류 분포를 보이며 루프 형태를 지니는 특징을 가진다. 또한, 참고문헌 [7]의 안테나는 상판과 하판에 스파이럴 형태의 인덕터가 구현되었고, gap 캐패시터를 사용하여 영차 공진을 유도한 안테나이다. 이 안테나는 특히 상판과 하판의 스파이럴 구조에서 같은 방향의 전류가 유도되어 보다 큰 인덕턴스의 구현이 가능하다. 따라서 전기적으로 소형화된 안테나 디자인이 가능하다. 본 논문에서 선보일 영차 공진기들은 기본적으로 MNG 전송 선로의 영차 공진을 이용하였으며, 다양한 구조의 스파이럴 인덕터와 집중 캐패시터로 구성되어 있다. 이와 관련된 자세한 설계는 4장에서 다룰 것이다.

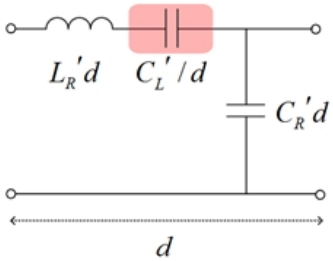


그림 1. MNG 전송 선로의 등가 회로
Fig. 1. Equivalent circuit of MNG transmission line.

Ⅲ. 무선 전력 전송 시스템

$$\eta = \left(\frac{U}{1+\sqrt{1+U^2}} \right)^2 \tag{2}$$

그림 2는 무선 전력 전송 시스템의 등가 회로를 보여준다. 송신 공진기와 수신 공진기는 기본적으로 직렬 RLC 회로로 표현이 되며, 이들 공진기 사이는 상호 인덕턴스 M을 통해 Load로 전력이 공급된다. 이때 수신 공진기의 Load로 전달되는 전송 효율(η)

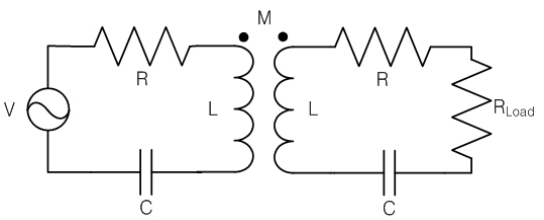


그림 2. 무선 전력 전송 시스템의 등가 회로
Fig. 2. Equivalent circuit of WPT system.

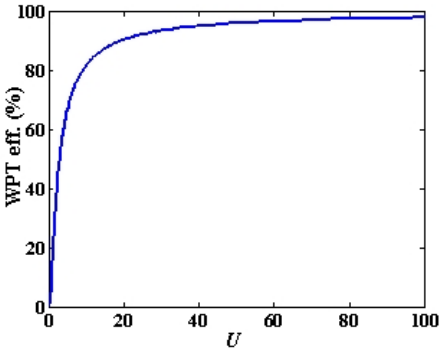


그림 3. 무선 전력 전송 효율과 성능 지수와의 관계
Fig. 3. WPT efficiency versus figure of merit U.

은 식 (2)와 같이 표현이 가능하다[3]. 식 (2)에서 U는 전송 효율을 결정짓는 성능 지수(Figure of merit)로 공진기의 Q-factor와 공진기 간의 결합 계수(κ)의 곱으로 표현이 가능하다. 성능 지수(U)와 전송 효율(η)과의 관계를 알아보기 위해 식 (2)를 직접 플랏해 보았다. 그림 3과 같이 성능 지수(U)가 증가함에 따라 전송 효율 또한 증가하며, 성능 지수가 매우 클 때 전송 효율 또한 100 %에 가까운 것을 알 수 있다. 이러한 결과를 통해 높은 전송 효율을 얻기 위해서는 공진기의 Q-factor와 공진기 간의 결합 계수가 높아야 한다는 것을 알 수 있다. 결합 계수는 거리에 대한 함수이므로 본 논문에서는 High-Q 특징을 가지는 영차 공진기를 설계하고자 한다.

Ⅳ. 다양한 형태의 스파이럴 영차 공진기

그림 4는 다양한 형태의 스파이럴 영차 공진기를 보여준다. 그림 4(a)는 기존의 스파이럴 구조에 영차 공진을 유도하기 위한 집중 캐패시터를 컨덕터 양 끝단에 삽입한 구조이다. 그림 4(b)는 참고문헌 [7]의 안테나의 구조와 같이 상판과 하판에 스파이럴 구조에 집중 캐패시터를 삽입한 2-layer 구조이다. 그림 4(c)는 그림 4(a)와 같은 스파이럴 구조이나, 공진기의 부피가 커지는 방향으로 컨덕터의 폭을 설정한 구조이다. 이 세 가지 Type의 영차 공진기들에 대해 High-Q의 특성을 얻기 위한 parametric study를 수행하였다.

그림 5는 세 가지 Type의 공진기에 대한 parametric study 모의 실험 결과이다. 모든 Type의 공진기

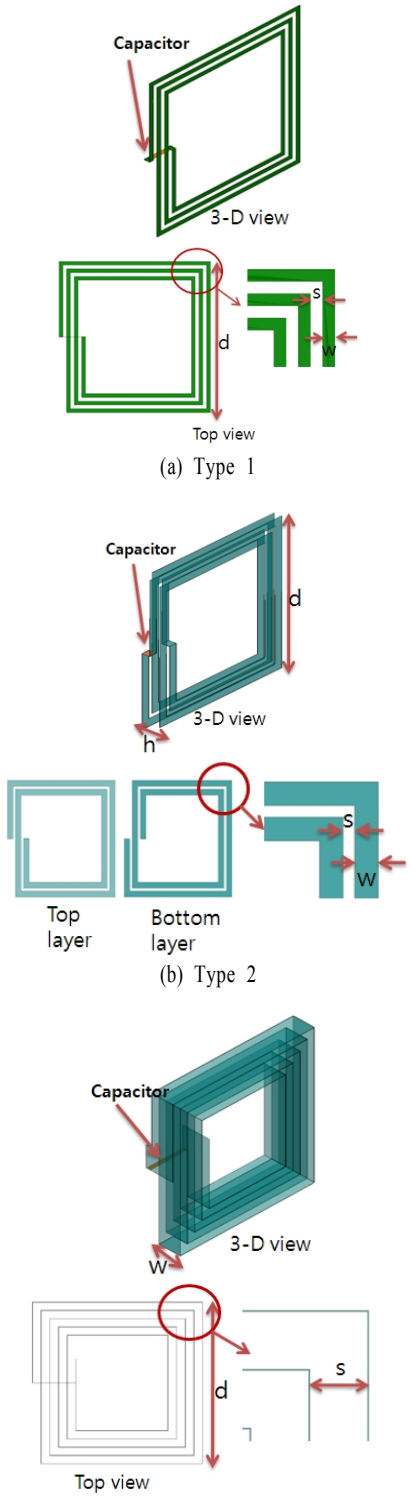
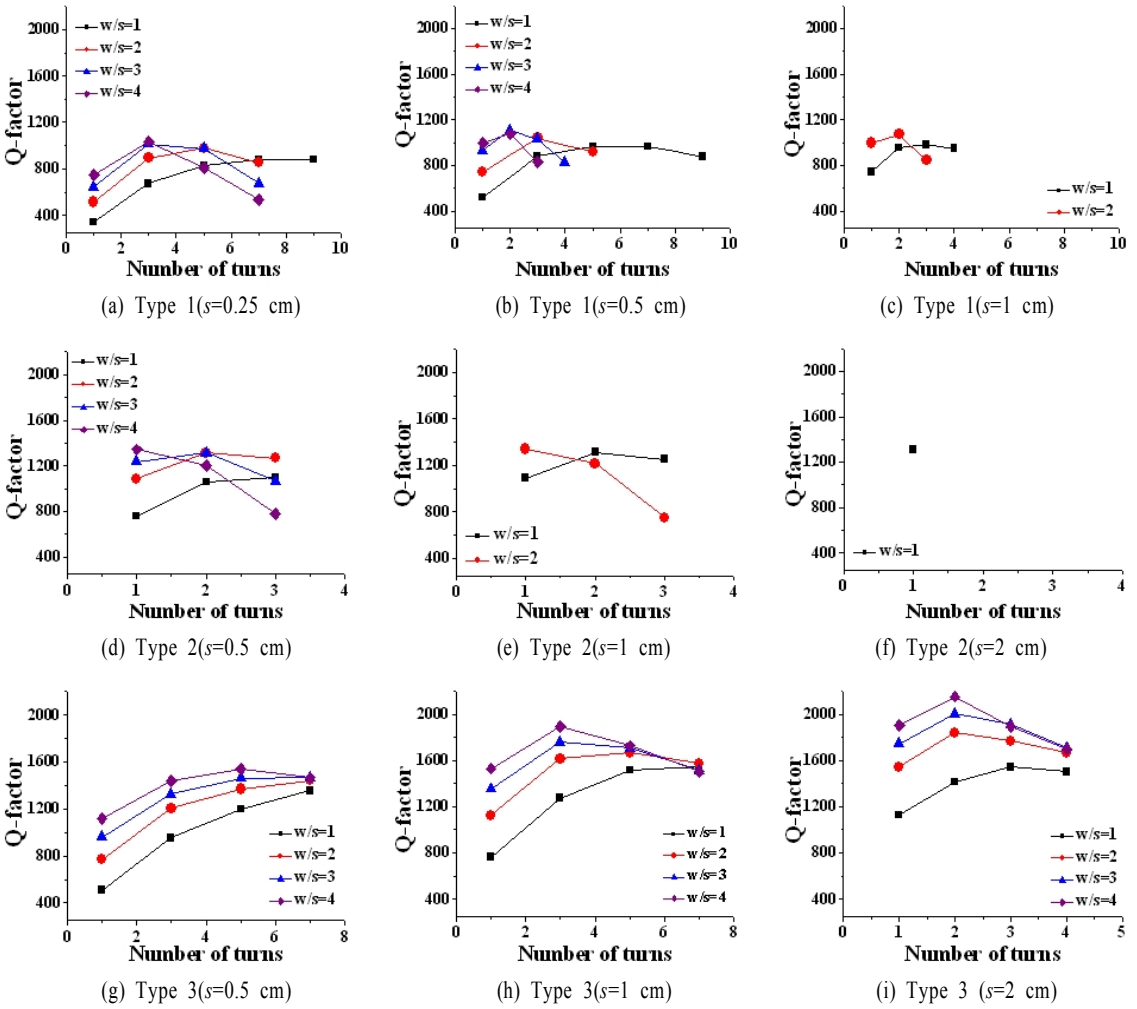


그림 4. 다양한 형태의 스파이럴 영차 공진기
Fig. 4. Various spiral zeroth-order resonators.



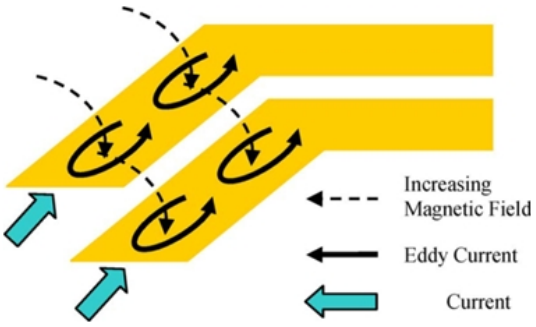
(a) Type 1(s=0.25 cm) (b) Type 1(s=0.5 cm) (c) Type 1(s=1 cm)

(d) Type 2(s=0.5 cm) (e) Type 2(s=1 cm) (f) Type 2(s=2 cm)

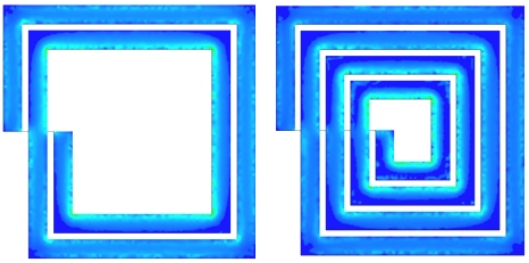
(g) Type 3(s=0.5 cm) (h) Type 3(s=1 cm) (i) Type 3 (s=2 cm)

그림 5. Parametric study 모의 실험 결과
Fig. 5. Simulated parametric study results.

는 공진기 크기를 나타내는 d가 20 cm로 설정되었다. 공진 주파수는 13.2～13.9 MHz가 되도록 집중 캐패시터 소자값을 조절하여 모의 실험하였으며, 사용된 컨덕터의 두께는 0.02 cm로 고정하였다. 그림 5(a)～(c)는 Type 1에 대한 parametric study 결과이다. 다양한 크기의 컨덕터 폭(w)과 컨덕터 사이의 간격(s), 그리고 턴 수에 따라 Q-factor를 관찰한 결과, 턴 수가 증가함에 따라 Q-factor가 증가와 감소를 보여주며, 어떤 최대값을 갖는 것을 알 수 있다. Type 1의 경우 Q-factor의 최대값이 s=0.5 cm, w=1.5 cm, 턴 수가 2 일 때 1108로 모의 실험되었다. Type 2에 대한 결과는 그림 5(d)～(f)에 나타나 있다. 이때 상판과 하판의 간격(h)은 1 cm로 고정한 후 모의 실험되었으며, 턴 수가 증가함에 따라 Q-factor가 계속 증가하지 못하고 어떤 최대값을 벗어나지 못하는 것을 알 수 있다. Type 2의 Q-factor 최대값은 s=0.5 cm, w=2 cm, 턴 수가 1일 때 1343이다. Type 3에 대한 결과는 그림 5(g)～(i)에 있다. 이때 도체의 폭(w)은 공진기의 부피가 증가하는 방향으로 설정되어 있다. Type 1과 Type 2와 달리 Type 3의 결과는 도체간의 간격(s)이 넓을수록 도체의 폭(w)이 넓을수록 Q-factor가 증가하는 모습을 볼 수 있다. 그러나 턴 수에 따른 Q-factor의 경향은 계속적인 증가를 보이지 못하고 수렴하거나 감소하는 경향을 보인다. Type 3에 대한



(a) 전류 폭주 효과의 도식화
(a) Demonstration of current crowding effect



(b) 턴 수에 따른 전류 분포도(모의 실험)
(b) Current distribution(Simulation)

그림 6. 전류 폭주 효과
Fig. 6. Current crowding effect.

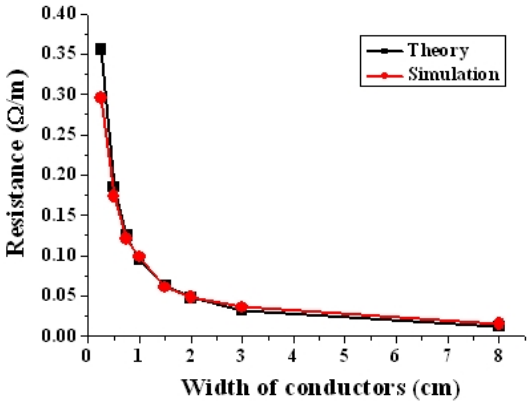
Q-factor의 최대값은 2153이며, s=2 cm, w=8 cm, 턴 수가 2일 때 얻어졌다. Type 1, Type 2, Type 3에 대한 parametric study 결과, 각각의 Type에 대한 특징은 어떤 최대가 되는 Q-factor가 존재한다는 사실이며, 공진기의 형태가 Type 1과 같은 평면 형태에서 부피가 증가하는 Type 3 형태로 갈수록 Q-factor가 증가한다는 사실도 발견되었다. 그렇다면 왜 턴 수가 증가함에 따라 Q-factor가 계속 증가하지 못하고 감소하거나 수렴하는 경향을 보이는지 알아보도록 하겠다.

Ⅴ. 공진기의 직렬 저항

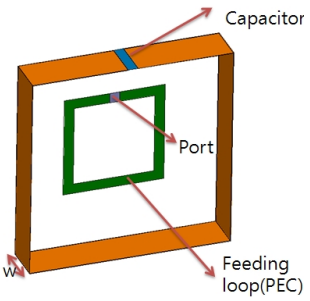
일반적으로 저항(R_{total})은 열에 의한 손실(R_{ohmic})과 방사(R_{rad})에 의한 손실로 나눌 수 있다. 4장에서 제안한 공진기들의 전기적인 크기(kr)는 약 0.04로 안테나로 분류하였을 경우에는 전기적으로 매우 작은 안테나이다. 실제로 방사효율을 모의 실험을 통해 얻은 결과 1 %보다 작은 값이 얻어졌다. 따라서 본 논문에서 제안된 공진기들의 방사에 의한 손실(R_{rad})은 무시할 수 있다. 그러므로 저항(R_{total})은 열에 의한 손실(R_{ohmic})만 고려하면 된다. 다시 열에 의한 손실(R_{ohmic})은 표면 효과에 의한 손실(R_{skin})과 맴돌이 전류에 의한 손실(R_{eddy})로 나눌 수 있다. 표면 효과에 의한 손실(R_{skin})은 고주파수에서 나타나는 현상으로 전류가 표면에 집중되어 나타나는 현상이다[8]. 표면 효과에 의한 손실(R_{skin})은 식 (3)과 같이 표현이 가능하며, 이때 l_c, t, w, σ, f는 컨덕터의 길이, 두께, 폭, 도체의 전도도, 주파수를 의미하며, δ는 $1/\sqrt{\pi\sigma\mu f}$를 의미한다.

$$R_{skin} = \frac{l_c}{\sigma w t}\frac{t}{\delta(1-e^{t/\delta})}\frac{1}{1+\frac{t}{w}} \tag{3}$$

맴돌이 전류에 의한 손실(R_{eddy})은 흔히 전류 폭주 효과(current crowding effect)에 의해 발생된다[9]. 그림 6(a)는 이 효과를 도식화 한 것이다. 그림 6(a)와 같이 두 인접한 컨덕터에 같은 방향의 전류가 흐르고 있다. 이때 인접한 컨덕터의 전류에 의해 또 다른 컨덕터에 자기장이 수직으로 들어가며, Lenz의 법칙에 의해 이와 반대 방향의 자기장이 형성된다. 따라서 컨덕터에는 반시계 방향의 맴돌이 전류가 발생하며, 본래 흐르던 전류와 더해지게 된다. 결과적으로 맴돌이 전류 때문에 컨덕터의 바깥쪽은 전류가 상쇄되어 전류의 밀도가 감소하며, 반대로 안쪽은 전류가 보강되어 전류의 밀도가 증가하게 된다. 이 현상은 그림 6(b)와 같이 스파이럴의 턴 수가 증가하면 증가 할수록 심해진다. 그림 7(b)는 표면 효과에 의한 저항값을 도체의 폭에 따라 구하기 위한 모의 실험 환경이다. 전류 폭주 현상이 나타나지 않기 위해 그림 7(b)와 같이 간단한 구조의 공진기를 사용하였다. 주파수는 13.56 MHz이 되도록 집중 캐패시터 소자값을 조절하여 모의 실험하였으며, 공진기 크기는 10 cm×10 cm×w로 설정하였다. 집중 캐패시터 소자값, 공진 주파수 및 Q-factor를 모의 실험을 통해 알 수 있기 때문에, 표면 효과에 의한 저항값(R_{skin})을 알 수 있으며, 식 (3)에서 구한 이론값과 비교한 결과, 그림 7(a)와 같이 잘 일치함을 보여준다. 열에 의한 손실(R_{ohmic})은 표면 효과에 의한 손실(R_{skin})과 맴돌이 전류에 의한 손실(R_{eddy})의 합으로 표현이 가능하므로 그림 7(a)의 결과로부터 Type 1, Type 2, Type 3의 공진기에 대해 맴돌이 전류에 의한 저항값을 구할 수 있다.



(a) 도체 폭에 따른 단위 길이당 표면 효과 저항
(a) Width of conductors versus resistance of the skin effect

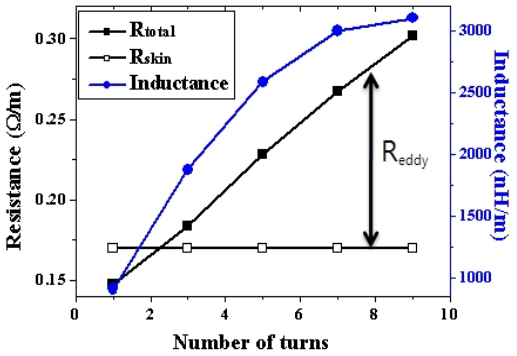


(b) 표면 효과 저항 계산을 위한 모의 실험 환경
(b) Simulation setup for calculating resistance of to the skin effect

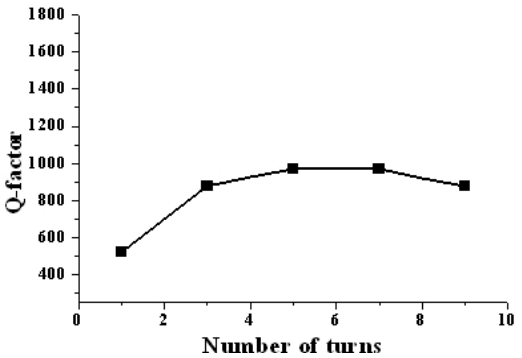
그림 7. 표면 효과에 의한 저항
Fig. 7. Resistance due to the skin effect.

그림 8(a), (b)는 Type 1의 공진기에서 d=20 cm, s=0.5 cm, w=0.5 cm일 때의 턴 수에 따른 단위 길이당 인덕턴스, 저항 및 Q-factor를 보여준다. 그림 8(a)와 같이 턴 수가 증가함에 따라 단위 길이당 인덕턴스는 그 증가 폭이 감소하는 것을 알 수 있고, 단위 길이당 전체 저항값(R_{total})은 그 증가폭이 유지되는 것을 알 수 있다. 여기서 전체 저항값(R_{total})과 표면 효과에 의한 저항값(R_{skin})과의 차이는 맴돌이 전류에 의한 저항값(R_{eddy})을 의미한다. 즉, 턴 수가 증가함에 따라 맴돌이 전류에 의한 저항값(R_{eddy})이 계속적으로 증가하는 모습을 볼 수 있으며, 이 때문에 그림 8(b)와 같이 턴 수가 증가함에 따라 Q-factor가 계속 증가하지 못하고 오히려 나중에 감소하는 모습을 볼 수 있다. 그림 8(c), (d)는 Type 2 공진기에서 d=20 cm, s=0.5 cm, w=1.5 cm, h=1 cm일 때의 턴 수에 따른 단위 길이당 인덕턴스, 저항 및 Q-factor를 보여준다. 그림 8(c)에서 볼 수 있듯이 턴 수가 증가함에 따라 맴돌이 전류에 의한 저항값(R_{eddy})이 계속적으로 증가하는 모습을 볼 수 있으며, 상대적으로 단위 길이당 인덕턴스는 턴 수가 증가함에 따라 그 증가폭이 맴돌이 전류에 의한 저항값(R_{eddy})을 따라 가지 못하는 것을 확인할 수 있다. 마지막으로 그림 8(e), (f)는 Type 3 공진기에서 d=20 cm, s=1 cm, w=3 cm일 때의 턴 수에 따른 단위 길이당 인덕턴스, 저항 및 Q-factor를 보여준다. Type 1이나 Type 2의 결과처럼 Type 3에서도 턴 수가 3 이상일 때 맴돌이에 의한 저항값(R_{eddy}) 증가폭이 인덕턴스의 증가폭보다 크기 때문에 턴 수에 따른 Q-factor는 턴 수가 3일 때를 정점으로 감소하는 모습을 보인다. 지금까지 살펴본 3가지 형태의 스파이럴 영차 공진기는 모두 턴 수가 증가함에 따라 맴돌이에 의한 저항값(R_{eddy})의 증가로 Q-factor의 한계점을 가지게 한다는 사실을 알 수 있었다.

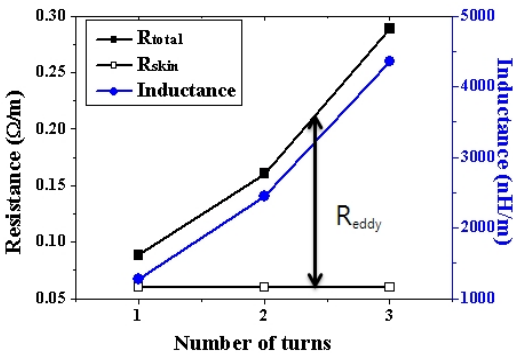
각 Type 별로 Q-factor가 가장 큰 값을 가지는 디자인 파라미터, R, L, C 및 Q-factor를 표 1에 정리하였다. 공진기의 전기적 크기를 나타내는 kr은 Type 1이 제일 작고, Type 3가 제일 큰 것을 알 수 있다. Type 1과 Type 2의 단위 길이당 저항(R_{total})과 인덕턴스를 비교해 보면, 단위 길이당 저항(R_{total})은 비슷한 반면 단위 길이당 인덕턴스는 Type 2가 더 큰 것을 알 수 있다. 단위 길이당 저항(R_{total})에서 표면 효과에 의한 저항(R_{skin})과 맴돌이 전류에 의한 저항(R_{eddy})비를 보면 Type 1의 경우 약 7:3이며, Type 2의 경우는 약 6:4이다. Type 2의 경우 턴 수가 1이고 도체의 폭도 2 cm로 Type 1보다 유리한 조건임에도 맴돌이 전류에 의한 저항(R_{eddy})의 비중이 높아 전체 저항(R_{total})은 Type 1과 비슷한 결과를 얻었다. 이는 Type 2가 상판과 하판으로 이루어진 2-layer 스파이럴 구조이기 때문인 것으로 사료된다. 하지만 2-layer 스파이럴 구조이기 때문에, 단위 길이당 인덕턴스가 1-layer 구조인 Type 1보다 향상된 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 Q-factor에 반영되어 Type 2의 Q-factor가 Type 1보다 큰 것을 알 수 있다. 이번에는 Type 2와 Type 3를 비교해 보도록 하겠다. 단위 길이당 저항(R_{total})은 Type 3가 Type 2에 비해 약 1/4로 줄어들었으며, 반면에 단위 길이당 인덕턴스는 약 1/2로 줄어들었다. 표면 효과에 의한 저항(R_{skin})과 맴돌이 전류에 의한 저항(R_{eddy})비를 살펴보면 Type 2의 경우 약



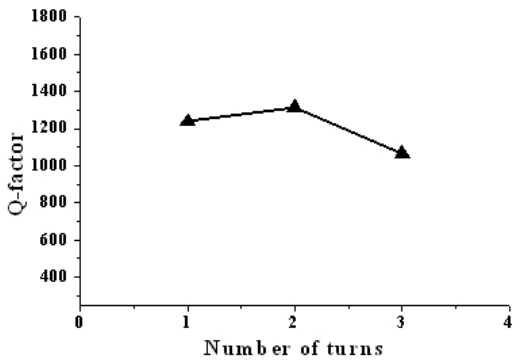
(a) Type 1의 저항 및 인덕턴스
(a) Resistance and inductance of Type 1



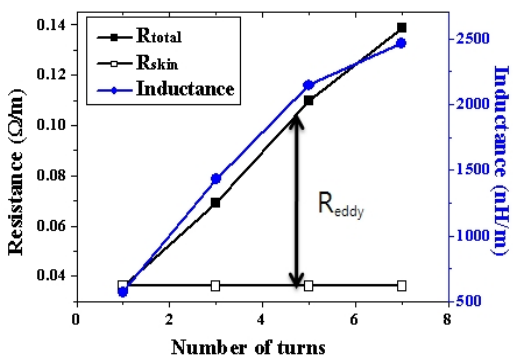
(b) Type 1의 Q-factor
(b) Q-factor of Type 1



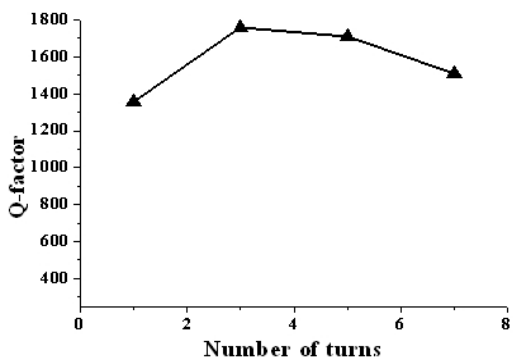
(c) Type 2의 저항 및 인덕턴스
(c) Resistance and inductance of Type 2



(d) Type 2의 Q-factor
(d) Q-factor of Type 2



(e) Type 3의 저항 및 인덕턴스
(e) Resistance and inductance of Type 3



(f) Type 3의 Q-factor
(f) Q-factor of Type 3

그림 8. Type 1, 2, 3의 저항, 인덕턴스 및 Q-factor
Fig. 8. Resistance, inductance and Q-factor of Type 1, Type 2, and Type 3.

6:4 정도가 되지만, Type 3의 경우에는 약 7:3 정도로 맴돌이 전류에 의한 저항(R_{eddy})의 비중이 작다. Type 3의 경우 도체의 폭(w)을 부피가 증가하는 방향으로 설정하였기 때문에, 다른 Type보다 더 넓은 도체의 폭(w)를 확보할 수 있고, 도체간의 간격(s) 또한 더 많이 가져갈 수 있다. 따라서 결과적으로 총 저항(R_{total})의 절대값은 Type 1과 Type 2보다 낮으며, 그 구성비 또한 7:3을 유지할 수 있었다. 반면에 단위 길이당 인덕턴스는 도체의 폭(w)이 넓음에도 불구하고 Type 2에 비해 상대적으로 절반 정도로 줄어들었

표 1. 다양한 스파이럴 영차 공진기의 R, L, C, Q-factor 비교
Table 1. R, L, C, and Q-factor comparison of various spiral zeroth-order resonators.

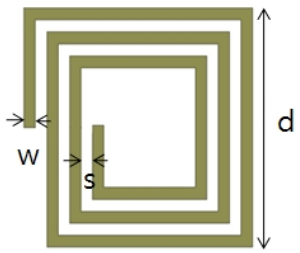
	kr	*w* (cm)	*s* (cm)	*n* (턴 수)	R_{total} (Ω/m)	R_{skin} (Ω/m)	R_{eddy} (Ω/m)	L (nH/m)	C (pF)	Q (no ESR)	Q (with ESR)
Type 1	0.04039	1.5	0.5	2	0.087	0.061	0.026	1,131	124	1,108	1,003
Type 2	0.04042	2	0.5	1	0.083	0.048	0.035	1,299	106	1,343	1,251
Type 3	0.04062	8	2	2	0.022	0.015	0.007	553	175	2,153	1,813

기 때문에 더 높은 Q-factor를 확보할 수 있었다.

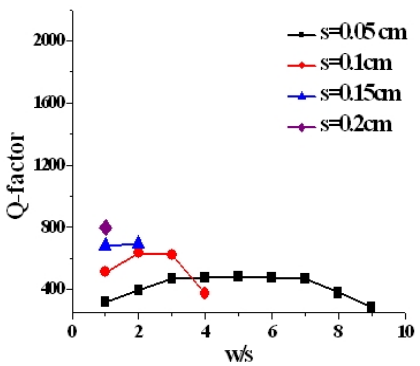
제안된 공진기들은 영차 공진을 이용하기 위해 집중 캐패시터를 사용하였기 때문에, 실제로 구현할 때에는 chip 캐패시터를 사용해야 한다. 이때 chip 캐패시터 또한 유효 직렬 저항(effective series resistance)이 존재한다. 이 저항은 캐패시터의 손실을 나타내는 저항값이다. 따라서 표 1에 실제로 사용한 캐패시터의 유효 직렬 저항을 반영하여 모의 실험하였다. 그 결과, 유효 직렬 저항을 고려하지 않은 모의 실험보다 고려하였을 경우 Q-factor가 다소 낮아진 것을 알 수 있다. Type 3의 경우, 유효 직렬 저항을 고려한 경우 Q-factor가 1813으로 고려하기 전 2153보다 낮아진 수치를 볼 수 있다. 결과적으로 단위 길이당 저항과 단위 길이당 인덕턴스의 비가 Q-factor를 결정하기 때문에, 표 1을 통해 Type 3가 크기적인 관점에서는 Type 1이나 Type 2보다 불리하나, Q-factor 관점에서는 유리하다는 사실을 알 수 있다.

Ⅵ. 기존의 스파이럴 공진기와 비교

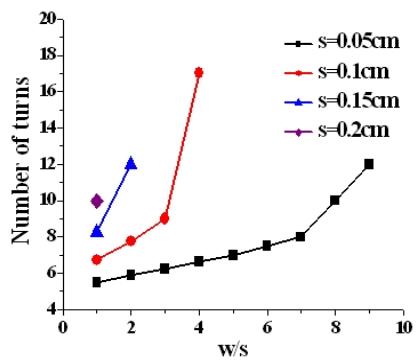
4장과 5장에서 살펴본 다양한 구조의 스파이럴 영차 공진기와 기존의 스파이럴 공진기를 비교하기 위해 그림 9와 같이 parametric study를 수행하였다. 제안된 영차 공진기와 마찬가지로 기존의 스파이럴 공진기의 크기(*d*)는 20 cm로 설정하였으며, 주파수는 13.4～14 MHz가 되도록 모의 실험하였다. 또한, 사용된 도체의 두께는 0.02 cm로 통일하였다. 그림 9(b)는 *w*/*s*에 따른 Q-factor를 나타내며, 그림 9(c)는 그에 필요한 턴 수를 보여준다. 기존의 스파이럴 공진기는 self resonance를 이용하기 때문에, 도체의 폭(*w*)과 도체간의 간격(*s*)에 따라 주어진 주파수를 만족하기 위해 필요한 턴 수가 달라진다. 그림 9(b), (c)에서 볼 수 있듯이 도체의 폭이 넓어짐에 따라 필요



(a) 기존의 스파이럴 공진기 구조
(a) Structure of conventional spiral resonator



(b) *w*/*s*에 따른 Q-factor
(b) *w*/*s* versus Q-factor



(c) *w*/*s*에 따른 턴 수
(c) *w*/*s* versus number of turn

그림 9. 기존의 스파이럴 공진기
Fig. 9. Conventional spiral resonator.

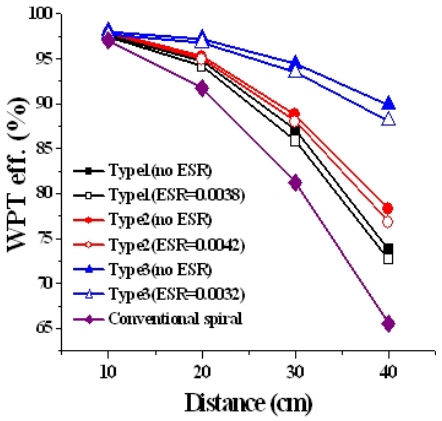


그림 10. Type 1, Type 2, Type 3 및 기존의 스파이럴 공진기의 전송 효율 비교

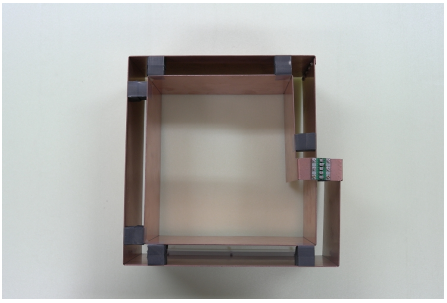
Fig. 10. WPT efficiency comparison of Type 1, Type 2, Type 3, and conventional spiral resonator.

한 턴 수가 증가함을 볼 수 있으며, 또한 턴 수가 증가함에 따라 Q-factor가 계속 증가하지 못하고 감소하는 모습을 볼 수 있다. 이 또한 턴 수 증가에 따른 맴돌이 전류에 의한 저항값(R_{eddy})의 증가가 Q-factor 하락의 요인임을 알 수 있다. 기존의 스파이럴의 경우 s=0.2 cm, w=0.2 cm, 턴 수가 10일 때 Q-factor 최고값인 800를 얻을 수 있었다. 이것은 Type 1의 최고값인 1003보다 낮은 값이다. 이러한 결과는 기존의 스파이럴 공진기는 도체의 폭(w)과 도체간 간격(s)를 충분히 확보하기 어렵고, 턴 수 또한 Type 1보다 커야 하므로 공진기의 저항 관점에서 매우 불리하기 때문인 것으로 사료된다. 따라서 본 논문에 제안한 영차 공진기들은 기존의 스파이럴 공진기보다 개선된 성능을 보여준다.

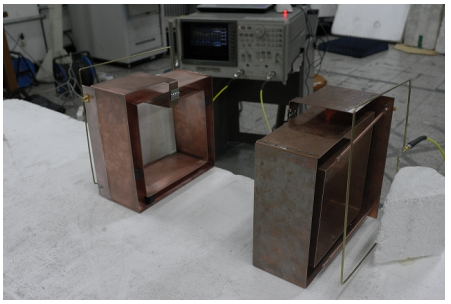
그림 10은 기존의 스파이럴공진기 및 최적화된 Type 1, Type 2, Type 3 공진기의 거리에 따른 전송 효율을 보여준다. 전송 효율은 port 1과 port 2의 임피던스 정합이 이루어진 상태에서 $|S_{21}|^2/(1-|S_{11}|^2)$을 이용해 얻어졌다. 기본적으로 기존의 스파이럴 공진기의 전송 효율보다 영차 공진기들의 전송 효율이 높은 것을 그림 10과 같이 확인할 수 있다. 비교적 근거리인 20 cm 미만인 거리에서는 모든 공진기의 전송 효율이 90 % 이상의 고효율을 보여 주며, 공진기에 따른 전송 효율 편차도 7 % 내외이다. 이러한 결과는 3장에서 언급한 성능 지수(U)와 전송 효율의 관계를 통해 알 수 있다. 즉, 그림 3과 같이 성능 지수(U)가 약 20일 때 90 %의 전송 효율을 확보할 수 있는데, 20 전후로 전송 효율을 나타내는 그래프의 기울기가 완만하다가 급해지는 것을 알 수 있다. 따라서 성능 지수(U)가 20 이상인 경우에는 전송 효율의 편차가 10 % 미만인 것을 알 수 있으며, 반면에 성능 지수(U)가 20 미만인 경우에는 전송 효율이 급격히 떨어지는 것을 알 수 있다. 이것은 그림 10의 결과에서 거리가 40 cm인 경우를 살펴보면 확인이 가능하다. 즉, 거리가 40 cm인 경우에는 각 공진기들마다 전송 효율의 편차가 큰 것을 확인할 수 있는데, 이것은 각 공진기의 Q-factor 차이로 인한 성능 지수(U)의 차이 때문이다. 거리가 40 cm인 경우에는 공진기 간 결합 계수(κ)가 약 0.005～0.008이기 때문에 Q-factor를 곱하여 성능 지수(U)를 구해 보면 20이 되지 않는다. 따라서 이 구간은 전송 효율이 급격히 하락하는 구간이기 때문에 공진기의 Q-factor에 따라 효율 편차가 심해지는 것이다. 이러한 결과로 미루어 볼 때 비교적 전송 거리가 짧은 어플리케이션인 모바일 기기 충전 등에는 높은 1Q-factor가 필요하지 않으며, 평면 형태의 Type 1 공진기가 적합함을 알 수 있고, 40 cm 이상의 비교적 먼 거리에 대해 전송하고자 할 때는 Type 3와 같은 High-Q 공진기가 필요함을 알 수 있다.

Ⅶ. 측정 결과

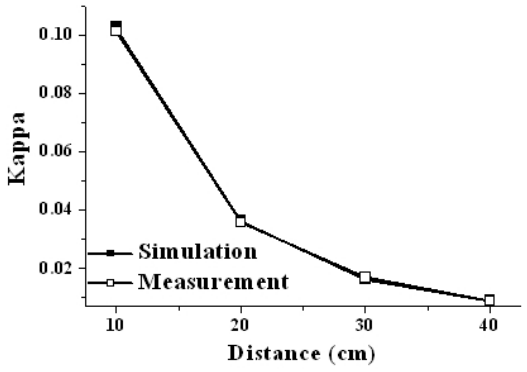
최적화된 영차 공진기 중 Q-factor가 제일 높은 Type 3 공진기에 대해 직접 제작하여 측정을 통해 그 특성을 확인하였다. 제작된 공진기의 크기는 20 cm×20 cm×8 cm이며, 턴 수는 2이고, 사용된 캐패시터의 양은 180 pF이다. 측정된 Q-factor는 1217로 모의 실험의 1813보다 다소 낮게 측정되었다. 그림 11(a)는 실제로 제작된 공진기를 보여준다. 그림 11(b)는 측정 환경을 보여준다. 공진기의 급전은 그림 11(b)와 같이 사각 loop를 이용하였다. 거리에 따라 임피던스 정합을 위해 공진기와 사각 loop의 거리를 조정하였다. 그림 11(c)는 거리에 따른 결합 계수(κ)를 보여준다. 결합 계수는 $(f_{high}-f_{low})/f_c$를 이용해 구하였다[3]. 여기서 f_{high}는 공진기 간의 상호간 coupling으로 생성된 even 혹은 odd 모드 중 높은 모드



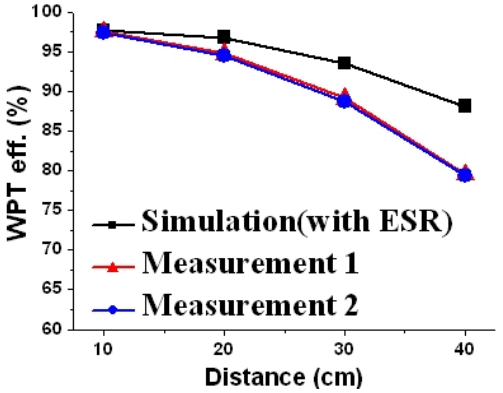
(a) 제작된 영차 공진기
(a) Fabricated ZOR resonator



(b) 전송 효율 측정 환경
(b) WPT efficiency environment



(c) 거리에 따른 결합 계수(κ)
(c) Distance versus coupling coefficient(κ)



(d) 거리에 따른 전송 효율
(d) Distance versus WPT efficiency

그림 11. 제작된 공진기의 측정 결과
Fig. 11. Measured results of fabricated resonator.

의 주파수를 의미하며, f_{low}는 낮은 모드의 주파수, 그리고 f_c 는 중심 주파수를 의미한다. 결합 계수의 측정값과 모의 실험값이 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 그림 11(d)는 거리에 따른 전송 효율을 보여준다. 전송 효율은 Network Analyzer를 이용하였으며, 피딩 사각 loop와 공진기 사이의 거리를 조정하여 *S*-parameter가 약 −20 dB 이하가 되도록 한 후 측정을 진행하였다. 그림 11(d)의 Measurement 1은 $|S_{21}|^2/(1-|S_{11}|^2)$의 식을 이용한 전송 효율 곡선이며, Measurement 2는 $|S_{21}|^2$를 이용한 전송 효율 곡선이다. 임피던스 정합을 최대한 한 후 측정을 진행하였기 때문에, Measurement 1과 Measurement 2의 전송 효율 차이가 약 0.5 % 이하로 측정되었다. 반면, 모의 실험의 전송 효율보다는 낮게 측정되었으며, 거리가 40 cm일 때 80 %의 전송 효율이 측정되었다. 이것은 모의 실험의 88 %보다 8 % 감소한 결과이다. 이러한 실험 오차는 측정된 Q-factor가 모의 실험보다 낮게 측정되었기 때문이다. 실제로 이것을 확인하기 위해 인위적으로 모의 실험에서 도체의 전도도(σ)를 구리인 5.8×10^7에서 2.0×10^7로 낮추어 진행하였다. 그 결과, Q-factor가 1185로 구리일 때의 1813보다 낮게 모의 실험되었으며, 측정된 1217과 유사하다. 이때의 거리에 따른 전송 효율 곡선은 그림 12에 있다. 도체의 전도도(σ)를 2.0×10^7로 낮추어 측정된 Q-factor와 비슷한 값을 갖도록 한 후 거리에 따른 전송 효율을 비교한 결과, 약 2 % 정도의 오차를 보이면서 거의 일치함을 알 수 있다. 이 결과로 볼 때 제작된 공진기의 도체가 구리가 아닌 어떤 합금이거나 제작상에 따른 추가적인 손실 등 때문에 Q-factor가 낮게 측정되었고, 이로 인해 전송 효율 또한 모의 실험보다 낮게 측정된 것으로 사료된다.

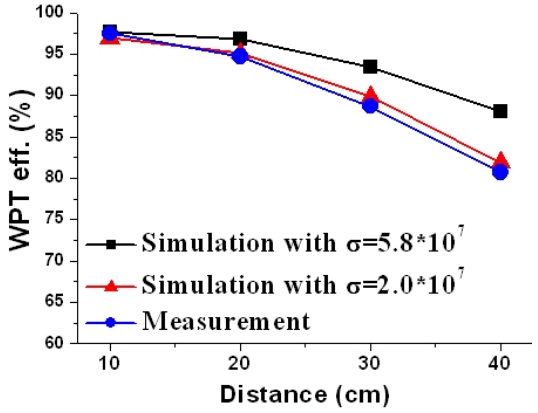


그림 12. 도체의 전도도에 따른 전송 효율
Fig. 12. WPT efficiency with various conductivities.

Ⅷ. 결 론

본 논문에서는 무선 전력 전송을 위한 다양한 스파이럴 구조의 영자 공진기들을 제안하였다. 제안된 영차 공진기들은 영차 공진을 유도하기 위해 스파이럴 형태의 인덕터와 집중 캐패시터 소자를 사용하였고, parametric study와 R, L, C 분석을 통해 높은 Q-factor를 얻기 위한 최적화를 수행하였다. 최적화된 공진기들은 기존의 스파이럴 공진기보다 개선된 성능을 보여주었으며, 최적화된 공진기들 중 제작된 공진기의 크기는 20 cm×20 cm×8 cm(0.009 λ_0×0.009 λ_0 ×0.004 λ_0)이고, 13.56 MHz 대역의 주파수와 40 cm 거리에서 80 %의 전송 효율이 측정되었다.

참 고 문 헌

[1] 대한전기학회 기획시리즈, "무선 전력 전송 기술의 동향 및 현황", 대한전기학회지, 59(1), 2010년 1월.

[2] 장병준, "무선전력 전송 기술 동향 및 주요 이슈", 정보통신산업진흥원, 주간기술동향, no. 1455, pp. 1-10, 2010년.

[3] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances", *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83-86, 2007.

[4] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators", *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 3, 2003.

[5] J. -H. Park, Y. -H. Ryu, J. -G. Lee, and J. -H. Lee, "Epsilon-negative zeroth-order resonator antenna", *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3710-3712, 2007.

[6] J. -H. Park, Y. -H. Ryu, and J. -H. Lee, "Mu-zero resonance antenna", *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 58, no. 6, pp. 1865-1875, 2010.

[7] S. -W. Lee, J. -H. Lee, "Electrically small MNG ZOR antenna with multi-layered conductor", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 724-727, 2010.

[8] H. A. Wheeler, "Formulas for the skin effect", *Proc. IRE*, vol. 30, no. 9, pp. 412-424, 1942.

[9] W. B. Kuhn, N. M. Ibrahim, "Analysis of current crowding effects in multiturn spiral inductors", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 31-38, 2001.

박 병 철

2008년 2월: 홍익대학교 전자전기공학부 (공학사)
2010년 2월: 홍익대학교 전자정보통신공학과 (공학석사)
2010년 3월～현재: 홍익대학교 전자정보통신공학과 박사과정
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 회로설계, Metamaterial 안테나, 무선전력 전송

박 재 현

2005년 2월: 홍익대학교 전자전기공학부 (공학사)
2008년 2월: 홍익대학교 전자정보통신공학과 (공학석사)
2012년 2월: 홍익대학교 전자정보통신공학과 (공학박사)
2012년 3월～현재: 삼성전자 종합기술원 전문연구원
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 회로 설계, Metamaterial RF 소자, 무선전력 전송

이 정 해

1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1988년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
1996년 3월: UCLA 전기공학과 (공학박사)
1993년 3월～1996년 2월: General Atomics 교환연구원
1996년 3월～1996년 8월: UCLA 전기공학과 Postdoctor
1996년 9월～현재: 홍익대학교 전자전기공학부 교수
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 소자, 안테나, Metamaterial RF 소자, 무선전력 전송