E급 증폭기의 바이어스 조정을 통한 LF-대역 무선 전력 전송 시스템의 수신 전력 안정화

Received Power Regulation of LF-Band Wireless Power Transfer System Using Bias Control of Class E Amplifier

손 용 호 · 한 상 규 · 장 병 준

Yong-Ho Son · Sang-Kyoo Han · Byung-Jun Jang

요 약

스마트폰 무선 충전 시나리오에서는 송신 패드에 비해 수신 패드의 크기가 작으므로 수신 패드의 위치에 상관없이 일정한 전력을 부하에 공급하는 것이 중요하다. 본 논문에서는 송신 패드와 수신 패드의 크기가 각각 16 cm×18 cm와 6 cm×8 cm의 직사각형 구조를 갖는 경우, 무선 전력 전송 송신부에 위치한 E급 증폭기의 Drain 바이어스 전압만을 조정하여 수신 패드의 위치에 상관없이 일정한 전력이 부하에 공급되는 방식을 제안하였다. 설계된 LF-대역 무선 전력 시스템의 구성은 PWM IC인 TL494로 제어되는 Buck converter 구조의 전원 회로, 저가의 IRF510 power MOSFET을 이용한 E급 증폭기, 송신 패드 및 수신 패드, 그리고 Schottky 다이오드를 이용한 풀 브릿지 정류기로 구성된다. 제작된 무선 전력 전송 시스템은 바이어스 조정을 하지 않는 경우 240 kHz에서 최대 4 W 출력과 67 % 이상의 시스템 효율을 가지며, 바이어스 조정을 하는 경우에는 수신 패드의 위치에 상관없이 수신 전력을 2 W로 일정하게 유지할 수 있다.

Abstract

In wireless smart phone charging scenario, the transmitter pad is larger than the size of the receiver pad. Thus, it is important to supply a constant power to the receiver regardless of its location. In this paper, we propose a new method to regulate the receiver's power by adjusting a drain bias of class E power amplifier. The proposed LF-band wireless power transfer system is as follows: a buck converter power supply which is controlled by a pulse width modulation(PWM) IC TL494, a class E amplifier using a low cost IRF510 power MOSFET, a transmitter coil whose dimension is 16 cm×18 cm, a receiver coil whose dimension is 6 cm×8 cm, and a full bridge rectifier using Schottky diodes. A measured performance show a maximum output power of 4 W and system efficiency of 67 % if we fix the bias voltage. If we adjust the bias voltage, the received power can be maintained at a constant power of 2 W regardless of receiver pad location.

Key words : Wireless Power Transfer, Wireless Charging, Power Regulation, Class E Amplifier, Buck Converter

I. 서 론

오늘날 IT 산업을 이끌고 있는 휴대폰, 스마트폰,

「이 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학IT연구센터 육성지원 사업(NIPA-2013-H0301-13-2007) 및 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구 결과로 수행되었음」

국민대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Kookmin University)

· Manuscript received May 24, 2013 ; Revised July 31, 2013 ; Accepted August 19, 2013. (ID No. 20130524-02S)

· Corresponding Author : Yong-Ho Son (e-mail : son-math@hanmail.net)

테블릿 PC 등 휴대용 IT 기기는 내장된 배터리를 이용하고 있으므로 배터리 충전이 필수적이다. 특히 배터리는 얇아지는 반면, 기기에서 요구되는 전력은 커지는 추세이므로 하루에도 한 두 번씩 휴대용 IT 기기의 충전 포트를 전선(power cable)을 통해 충전기에 연결하여야 한다. 따라서 이러한 불편함을 없앨 수 있는 무선 전력 전송 기술에 대한 관심이 최근 매우 높아지고 있다^[1].

지금까지 상용화된 무선 전력 전송 기술로는 LF (Low Frequency) 대역 비접촉식 유도 결합(induction coupling) 방식인 WPC(Wireless Power Consortium) Qi 표준이 있다. 하지만 WPC Qi 표준은 송신 패드와 수신 패드 간의 이격 거리가 수 mm로 매우 짧으며, 한 번에 하나의 기기밖에 충전할 수 없다는 단점이 있었다^[2]. 따라서 커다란 충전 패드(~25 cm 직경) 위에 여러 개의 수신기를 동시에 충전할 수 있는 새로운 무선 전력 전송 기술에 대한 연구가 최근 매우 활발하다. 그 일례로 6.78 MHz의 HF(High Frequency) 대역을 사용하는 A4WP(Alliance for Wireless Power) 표준이 최근 제안되었으나, 아직까지 별도의 주파수로 통신 채널을 사용해야 하며, 제작 비용이 높고, 전력 전송 효율이 낮기 때문에 상용화 단계에는 도달하지 못하고 있다^[3]. 따라서 스마트폰 무선 충전의 활성화를 위해서는 커다란 충전 패드 위에 자유롭게 움직일 수 있는 수신 패드를 고려하면서도, 전력 전송 효율이 높고, 제작 비용이 저렴한 LF-대역에서 동작하는 무선 전력 전송 시스템의 개발이 필요하다고 판단된다. 이 경우, 수신 패드의 위치에 상관없이 일정한 전력이 부하에 공급되는 것이 매우 중요하다. 이에 본 논문에서는 E급 증폭기로 구성된 송신부의 바이어스 전압을 가변시켜 수신 패드의 위치에 상관없이 일정한 전력을 부하에 공급할 수 있는 LF-대역 무선 전력 전송 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 수신 패드의 위치뿐만 아니라, 부하의 충전 상태의 변화에도 높은 효율을 유지할 수 있는 장점이 있다. 또한, LF-대역의 저가 소자로 설계되어 상용화 측면에서 유리하다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 무선 전력 전송 시스템의 일반적인 구성을 소개한 후 E급 증폭기, 직렬-병렬 공진기 쌍 및 풀 브릿지 구조의 정류기를 갖는 LF-대역 무선 전력 전송 시스템의 설

계 방법 및 성능을 보여준다. 3장에서는 2장에서 설계된 E급 증폭기의 바이어스 전압을 조절할 수 있는 스위칭 모드 전원 회로를 설계하여 연동함으로써 수신 패드의 위치에 상관없이 일정한 전력이 부하에 공급될 수 있음을 보이고, 4장에서 결론을 맺었다.

II. LF-대역 무선 전력 전송 시스템

2-1 무선 전력 전송 시스템 개요

WPC Qi 표준으로 알려진 LF(Low Frequency) 대역의 무선 전력 전송 시스템의 일반적인 구성은 그림 1과 같다^[4]. 그림에서 알 수 있듯이 전력 전송은 송신단에서 수신단 방향으로 순방향으로 공급되는 반면, 통신 방식은 수신단에서 송신단 방향인 역방향으로만 이루어진다. 송신단에서는 인버터 혹은 E급 증폭기가 LF-대역의 고주파 신호를 발생시킨다. 발생된 고주파는 송신공진기와 수신공진기 간의 유도 결합을 통해 수신기에 전류를 유도되고, 유도된 전류는 정류기(rectifier)를 통해 DC 전압으로 변환되어 부하(load)로 전력을 공급한다. 이 때 충전 상태에 따라 부하가 달라지므로 부하에 안정된 전압을 공급하기 위하여 피드백을 통해 수신단 상태에 따라 송신단 출력을 조정하거나 수신단에서 전압안정기(voltage regulator)를 삽입해야 한다. WPC Qi 표준에서는 LSK (Load Shift Keying) 방식으로 정보를 보내어 송신단을 제어하는 방식과 전압안정기를 모두 사용한다. LSK 방식은 수신단에 별도의 송신 회로 없이 부하 상태만을 변경함으로써 수신단에서 송신단으로 정보의 전달이 가능하다.

그림 1. 무선 전력 전송 시스템 구성도

Fig. 1. Configuration of a wireless power transfer system.

WPC Qi 표준의 단점으로는 송신부 코일과 수신부 코일이 정확히 정렬되어야만 전력 전달이 이루어진다는 점이다. 하지만 수신 패드는 스마트폰 케이스나 배터리 안에 삽입해야 하므로 크기가 작은 대신 송신 패드는 크기를 키울 수 있으므로, 본 논문에서는 기존에 WPC Qi 표준과 다르게 송신 패드와 수신 패드의 크기를 각각 $16\text{ cm} \times 18\text{ cm}$ 와 $6\text{ cm} \times 8\text{ cm}$ 의 직사각형 구조를 갖는 경우를 가정하였다. 이렇게 송신 패드에 비해 수신 패드가 작은 경우에는 수신 패드의 위치에 따라 부하에 공급되는 전력이 달라질 수 있으므로 이를 적절히 보상하는 것이 중요하다.

2.2 E급 증폭기를 갖는 WPT 등가모델 해석

본 논문에서 설계된 LF-대역 무선 전력 전송 시스템은 E급 증폭기를 기본으로 한다. Sokal이 제안한 E급 증폭기의 일반적인 구성은 그림 2와 같다^[5].

E급 증폭기는 Drain단의 전압과 전류가 동시에 겹치지 않도록 하는 Zero Voltage Switching(ZVS) 동작을 하므로, 이론적으로 100 %의 전력 효율을 나타낼 수 있다. 하지만 E급 증폭기의 효율은 drain 단에 직렬로 놓여진 L_{out} 과 C_{out} 의 직렬 공진 회로 및 L_{choke} 와 C_{shunt} 로 구성된 병렬 공진 회로의 주파수에 따른 기생 저항 및 스위치의 상승 시간(rising time)과 하강 시간(falling time)의 겹침에 따라 효율이 감소하게 된다. 보통 E급 증폭기는 스위칭 동작을 위해 Gate 입력에 일정한 duty를 갖는 구형파를 인가하게 된다. E급 증폭기의 동작 원리 및 설계식은 참고문헌 [5]에 자세히 나타나 있다.

그림 2의 E급 증폭기의 등가모델에 따르면 부하 저항 앞에 직렬 공진 회로가 있음을 알 수 있다. 또

그림 2. E급 증폭기의 일반적인 구성

Fig. 2. General configuration of a class E amplifier.

(a) 공진기 쌍의 구성

(a) Configuration of a pair of resonators

(b) 등가회로 모델

(b) Equivalent circuit model

그림 3. 직-병렬 무선 전력 전송 시스템의 등가회로

Fig. 3. Equivalent circuit model of series-parallel wireless power transfer system.

한, E급 증폭기는 부하 저항의 변화에 민감하게 반응하므로 무선 전력 전송 시스템에 별도로 설계하여 삽입하기가 어렵다. 따라서 무선 전력 전송 시스템의 전체적인 구조를 고려하여 E급 증폭기를 설계하여야 한다. 먼저 무선 전력 전송 시스템의 공진기 쌍의 구성은 그림 3(a)와 같이 4가지 구성이 가능하다. 부하 저항이 작을 경우에는 직렬 공진이 유리하며, 부하 저항이 클 경우에는 부하의 효과를 병렬 캐패시터가 상쇄할 수 있는 병렬 공진이 유리하다^[7]. 이에 본 논문에서는 E급 증폭기의 직렬 공진 회로를 그대로 이용할 수 있을 뿐만 아니라, 수신부 부하 저항의 변화에 따라 E급 증폭기의 성능 변화가 적도록 하기 위하여 그림 3(b)와 같이 송신부에서는 직렬 공진을, 수신부에서는 병렬 공진 방식을 사용하였다.

그림 3(b)에서 제시된 직-병렬 무선 전력 전송 시스템의 등가회로를 해석하기 위하여 수신부 부하에서 트랜지스터 방향으로 거꾸로 해석하면 다음과 같다. 먼저 수신부는 R_{load} 변화를 둔감하게 나타내기 위해 C_{rx} 와 R_{load} 가 병렬 구조를 가지므로 수신부 등

가 임피던스는 식 (1)과 같다^[8].

$$Z_{rx} = R_{load} || C_{rx} \\ = \frac{R_{load}}{1 + \omega^2 C^2 R_{load}^2} - j \frac{\omega C R_{load}^2}{1 + \omega^2 C^2 R_{load}^2} \quad (1)$$

식 (1)에서 볼 수 있듯이 병렬 공진 회로는 C_{rx} 와 R_{load} 가 직렬 공진일 때에 비해 R_{load} 의 변화 폭이 분모 $1 + \omega^2 C^2 R_{load}^2$ 에 의해 작아진다. 이는 최종 설계한 무선 전력 전송 시스템에서 R_{load} 에 따라 수신 전력 및 효율의 변화를 관찰함으로써 확인할 수 있다.

다음으로 송신단의 공진부의 L_1 에서 바라본 등가 임피던스는 식 (2)로 주어진다. 이 때 M 은 L_1 과 L_2 의 위치에 따른 상호 인덕턴스이다. L_1 과 L_2 및 M 의 값이 정해지면 L_1 에서 바라본 Z_{in} 의 실수부와 허수부를 계산할 수 있다. E급 증폭기에서 바라볼 때 Z_{in} 은 실수부만 존재하여야 하므로 허수부 값은 시스템 효율을 감소시키게 된다. 따라서 송신단의 토폴로지는 직렬 구조로 Z_{in} 의 허수부를 없애는 구조로 설계되어야 한다. 또한, E급 증폭기의 C_{out} 과 C_{tx} 를 하나의 C 로 설계할 수 있으므로 소자의 수로 줄일 수 있는 장점이 있다.

$$Z_{in} = \frac{\omega^2 M^2 R_{rx}}{R_{rx}^2 + (\omega L_2 + X_{rx})^2} + j \left(\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2 (\omega L_2 + X_{rx})}{(\omega L_2 + X_{rx})^2} \right) \quad (2)$$

마지막으로 식 (3)은 C_{shunt} 에서 바라본 등가회로를 나타낸다. 식 (2)의 Z_{in} 과 식 (3)의 Z_{tx} 를 비교하면 실수부는 변화가 없고 허수부는 E급 증폭기의 $C_{out} + C_{tx}$, L_{out} 값에 따라 변화하는 것을 알 수 있다. 결론적으로 무선 전력 전송 시스템 내에서 E급 증폭기의 설계는 송-수신 공진기 및 부하를 포함하면서도 E급 증폭기의 ZVS 동작을 만족하도록 설계되어야 함을 알 수 있다.

$$Z_{tx} = \frac{\omega^2 M^2 R_{rx}}{R_{rx}^2 + (\omega L_2 + X_{rx})^2} + j \left(\omega L_{out} - \frac{1}{\omega C_{out}} + \frac{\omega^2 M^2 (\omega L_2 + X_{rx})}{(\omega L_2 + X_{rx})^2} \right) \quad (3)$$

2-3 LF-대역 무선 전력 전송 시스템 설계

그림 4. 직-병렬 구조의 무선 전력 전송 시스템 설계 흐름도

Fig. 4. Design flow chart of series-parallel wireless power transfer system.

2-2절에서 설명한 직-병렬 공진구조를 갖는 무선 전력 전송 시스템의 설계과정은 그림 4와 같다. 설계는 부하로부터 E급 증폭기 방향으로 놓여진 소자의 순서대로 이루어진다. 시스템 동작 주파수는 240 kHz이며, 송신단 DC 입력은 12 V이다. 먼저, 부하 (R_{load})의 변화는 충전 상태에 따라 가변되는 것을 고려하였다. 식 (4-1)에서 식 (4-4)는 E급 증폭기의 설계식을 바탕으로 하였다. 먼저 식 (4-1)에서 L_{out} 은 E급 증폭기에서 요구하는 최소한의 Q값을 사용하면 서도 E급 증폭기 동작에 적절한 값을 갖도록 하였다^[9]. 식 (4-2)로부터 C_{out} 은 Z_{tx} 의 위상(phase) 범위에서 설계되며, E급 증폭기의 ZVS 동작에 만족하도록 설계된다. 최적의 위상 값은 65°로 설계되었다. 이 때 Z_{in} 의 실수부 값이 최대일 때가 R_0 이다. 식 (4-3)에서 C_{shunt} 는 앞에서 설계된 L_{out} 과 C_{out} 을 바탕으로 구한 위상 범위 내에서 설계한다^[10].

$$Q \approx \frac{\omega L_{out}}{R_0}, L_{out} = \omega^{-1} Q R_0 \quad (4-1)$$

$$C_{out} = \frac{\omega^{-1}}{\omega L_1 (1 - k) + R_0 (Q + 1 - \sec(\theta))} \quad (4-2)$$

$$C_{shunt} = \frac{2\omega^{-1}}{\left(1 + \frac{\pi^2}{4}\right)(1 + \sec(\theta))R_0} \quad (4-3)$$

$$k = \sqrt{\frac{M}{L_1 L_2}} \quad (4-4)$$

2.4 제작 및 측정 결과

그림 5는 설계된 LF-대역 무선 전력 전송 시스템의 제작 사진이다. 이 중 그림 5(a)는 제작된 송신 패드 및 수신 패드를 보여준다. 수신 패드는 스마트폰에 삽입되는 배터리의 가장자리에 코일이 감겨 있는 모양을 고려하여 구성하였으며, 송신 패드의 구성은 패드 전체에 대해 자기장이 일정하게 분포하도록 나선형 구조로 설계하였다. 송신 패드의 자기장 분포 및 설계식은 참고문헌 [11]을 참조하여 설계하였다. 송신 패드의 크기는 16 cm×18 cm의 직사각형 구조이다. 특히, 인덕터 L_1 과 L_2 의 기생 성분을 줄이기 위

(a) 송신 패드 및 수신 패드
(a) Transmitter and receiver pads

(b) E급 증폭기
(b) Class E amplifier

(c) 정류기 및 부하
(c) Full-bridge rectifier and load

그림 5. 설계된 LF-대역 무선 전력 전송 시스템 제작 사진

Fig. 5. Photograph of LF-band designed wireless power transfer system.

해 굵기가 얇고 가닥수가 많은 AWG Litz wire 100 - strand #40로 제작하였다. 수신단의 크기는 6 cm×8 cm로 송신 패드와 동일한 Litz wire로 설계되었다. 송신 패드와 수신 패드의 특성은 Agilent 사의 네트워크 분석기(8753D)로 측정하였다. 측정 결과, 송신단의 L_1 은 32 μH , 수신단의 L_2 는 3.9 μH 값이다. 송신 패드와 수신단 사이의 거리를 1 cm로 할 경우 상호 인덕턴스 M 은 공진주파수 240 kHz에서 1.65 μH 로 측정되었다.

그림 5(b)는 송신단의 E급 증폭기를 보여준다. E급 증폭기의 스위치로 international rectifier사의 IRF-510 Power MOSFET으로 설계되었다. E급 증폭기 직렬 공진의 C_r 와 C_{out} 는 TDK사의 1812 크기의 소자로, L_{out} 은 Amidon사의 T106-2를 사용하였고, 병렬 공

(a) R_{load} 변화에 따른 출력 전력
(a) Output power by R_{load} variation

(b) R_{load} 변화에 따른 효율
(b) Efficiency by R_{load} variation

그림 6. LF-대역 무선 전력 전송 시스템 측정 결과
Fig. 6. Measured results of LF-band WPT system.

진의 L_{choke} 는 Amidon사의 FT140-61를 사용하였다.

그림 5(c)는 수신단은 폴 브릿지 정류기 및 벽돌 저항으로 구성된 부하를 보여준다. 폴 브릿지 정류기는 Onsemi사의 MBR5260T3 Schottky Barrier Rectifier를 사용하였으며, 이 소자는 최적의 DC변환 효율을 얻기 위해 동작주파수에서 손실이 적은 소자로 선정하였다.

제작된 LF-대역 무선 전력 전송 시스템의 실험 결과는 그림 6과 같다. 송신 패드 위에 놓여진 수신 패드는 최대 전력을 수신하기 위해 송신 패드의 중심에 위치시켰으며, 그림 5(c)의 부하 저항을 바꿔가면서 R_{load} 의 변화에 따른 수신 전력 및 효율을 측정하였다. 입력 DC 전력으로 6 W를 Drain 바이어스에 공급할 때 부하에 공급되는 전력은 최대 4 W로 67 %의 효율을 나타냄을 확인하였다. 또한, R_{load} 가 증가함에 따라 수신 전력과 효율이 감소하기는 하지만, 수신단의 병렬 구조에 의해 그 변화폭이 크지 않음을 알 수 있다. 예를 들어 부하 저항이 50 Ω 에서 100 Ω 로 변화하여도 출력은 2.6 W, 효율은 60 % 이상을 보인다. 그림에서 시뮬레이션 결과는 ADS 시뮬레이션 결과로써 실험값과 유사함을 알 수 있다.

III. 수신 전력 안정화 방법

II장에서는 직.병렬 구조의 공진기와 E급 증폭기로 구현된 LF-대역 무선 전력 전송 시스템의 결과를 제시하였다. 실제 무선 충전 시나리오에서는 수신 패드의 위치가 송신 패드의 위치에 상관없이 놓여질 수 있으므로 수신 패드의 위치에 따라 수신 전력이 가변되게 된다. 따라서 수신 패드의 위치에 상관없이 수신 전력을 일정하게 유지하기 위하여 그림 7과 같은 수신 전력 안정화 방법을 제안하였다. 그림 7은 송신 패드 위에 수신 패드의 위치가 변할 때, 이를 보상하기 위한 피드백 과정을 보여준다. 먼저 수신부가 송신 패드 위에 위치하게 되면 전력 전달이 시작되며, 이 때 수신부는 부하 상태 및 부하에 공급되는 전력의 양을 송신부로 LSK 통신 방식을 통해 피드백한다. 송신단은 이 피드백된 정보를 바탕으로 수신단에 최적인 전력을 공급하게 된다. 이를 위해 본 논문에서는 E급 증폭기의 바이어스 전압을 조절하는 방식을 사용하였다. 단, 실제 제안된 방식이 구

그림 7. 무선 전력 전송 시스템 수신 전력 안정화
Fig. 7. Output power regulation of wireless power transfer.

현되기 위해서는 통신부 및 제어부가 설계되어야 한다. 하지만 본 논문에서는 E급 증폭기의 바이어스 전압을 조절함으로써 수신 전력이 안정화될 수 있는 가능성을 확인하고, 이에 필요한 회로를 설계하는 것이 목적이므로, 통신부 및 제어부 없이 시스템을 설계하였다.

3-1 가변 전압을 갖는 스위칭 모드 전원 회로

E급 증폭기의 Drain 바이어스 전압을 가변하기 위해서는 마이컴 등에서 나오는 작은 제어 전압에 따라 E급 증폭기에서 요구하는 바이어스를 가변시킬 수 있는 전원 회로가 필요하다. 또한, 전원 회로에 의해서 전력 손실이 발생하면 안되므로 설계된 전원 회로는 효율이 좋은 스위칭 모드 전원 회로(SMPS: Switching Mode Power Supply)로 설계되어야 한다.

본 논문에서 설계한 가변 전압을 출력하는 스위칭 모드 전원 회로는 그림 8(a)와 같다. PWM(Pulse Width Modulation) IC(Integrated Circuit)인 TL494의 R_T 와 C_T 단에 의해서 주파수 f_{sw} 의 톱니파가 생성된다. IC의 피드백(FB) 단자로 입력된 전압에 따라 IC는 PWM 신호를 생성한다. 생성된 TL494 PWM 신호는 gate driver IC인 IR2109로 입력되게 되며, IR2109 소자의 출력으로 HO와 LO의 평형 신호가 MOS1과 MOS2에 인가된다. MOS1과 MOS2는 대칭 동작을 하게 되며, R_p 에는 일정 DC 전압이 걸리게 된다. 결론적으로 가변 전압 조정 회로는 Buck Converter 동작을 하게 된다.

제안된 바이어스 회로의 모드 해석은 그림 8(b)와 같다. 먼저 V_p 는 식 (5-1)과 같이 입력 전압의 함수가

(a) 가변 전압을 갖는 전원 회로
(a) Power circuit with variable voltage

(b) 모드 해석
(b) Mode analysis

그림 8. 가변 전압을 갖는 전원 회로 및 모드 해석
Fig. 8. Power circuit with variable voltage and its mode analysis.

된다. 즉, V_p 는 TL494의 입력 레벨에 따라 생성된 duty가 0일 때 최소 전압 0 V에서 duty가 1일 때 최대전압 V_{in} 이 된다. 가변 전압 조정 회로의 설계 조건은 입력된 전압보다 식 (5-2)와 같이 f_{sw} 가 높아야 하며, f_{sw} 신호에 비해 식 (5-3)과 같이 설계된 cutoff 주파수가 높아야 한다. 최종적으로 출력 전압을 가변할 수 있는 전원 회로의 R_p 전압은 E급 증폭기의 Drain 바이어스 단으로 인가되어 수신 전력 안정화를 하게 된다.

$$V_p = DV_{in} \quad (5-1)$$

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (5-2)$$

$$f_{sw} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (5-3)$$

이상의 이론을 바탕으로 가변 전압을 출력하는 전원 회로를 제작하여 실험하였다. 제작된 가변 전압 조정 회로의 출력전압을 오실로스코프로 측정하였다. TL494 FB단으로 입력되는 전압의 레벨이 1~

3 V 변함에 따라 출력으로 3~19.5 V의 출력 전압이 측정되었다. E급 증폭기의 설계 V_{in} 전압은 12 V이며, 가변 전압 조정 회로의 출력 전압 변화 범위를 충족한다.

3-2 연동실험 및 측정

II장에서 제작된 E급 증폭기와 3-1절의 전원 회로를 연동한 후, 송신 패드 위 수신단의 위치에 따른 수신 전력의 변화를 측정하였다. 그림 9는 송신 패드의 중심에서 1 cm 간격으로 수신 패드의 중심을 이동하면서 수신되는 전력 및 효율을 측정한 결과이다. 이때 수신단 부하 저항 R_{load} 는 60 Ω 으로 고정하였고, 측정된 전압은 폴 브릿지 정류기를 지나 평활된 DC 전압을 나타낸다.

먼저, 수신 전력 안정화를 하지 않는 경우, 즉 바이어스 전압을 12 V로 고정할 경우, 수신단의 위치가 송신 패드 중심에서 멀어질수록 수신 전력이 낮아지는 것을 그림 9(a)에서 확인할 수 있다. 즉, 수신 패드의 위치에 따라 유도 결합되는 자기장의 크기가 달라지므로 수신 전력 및 효율이 위치에 따라 변하게 되며, 그 크기는 중심에서 가장 크고, 가장자리로 갈수록 작아지게 된다. 다음으로 수신 전력 안정화를 위하여 제작된 전원 회로의 입력 피드백 전압을 수동으로 1~3 V 사이에 조정함으로써 출력 전력이 일정하게 유지할 수 있음을 확인하였다. 수신 전력 안정화를 위해 수신 전력이 가장 작을 때인 가장자리에서의 전력을 기준으로 실험을 하였다. 가장자리와 중심에서 일정하게 2 W의 수신 전력으로 안정화하기 위해서는 중심에서 가장자리로 이동 시 바이어스 변화를 9.4 V에서 11.3 V로 가변하면 된다. 이 때 효율은 큰 변화가 없음을 그림 9(b)에서 확인할 수 있다.

일반적으로 무선 전력 전송에서는 수신단에서 정류한 DC 전압을 레귤레이터(regulator) 소자를 사용하여 수신 전력을 일정하게 할 수 있다. 이 경우, 레귤레이터에서 전력 손실이 발생하게 된다. 하지만 제안된 시스템에서는 송신단의 가변 전압 조정 회로를 통해 수신단에서 레귤레이터 없이 일정 전력이 전송되도록 할 수 있으므로 레귤레이터가 필요 없는 장점이 있다.

(a) 수신 전력 안정화에 따른 전력 변화
(a) Power variation output power regulation

(b) 수신 전력 안정화에 따른 효율 변화
(b) Efficiency variation of output power regulation

그림 9. 수신 전력 안정화를 위한 연동실험 결과
Fig. 9. Measurement results for output power regulation.

IV. 결 론

스마트폰 무선 충전의 활성화를 위해서는 커다란 충전 패드 위에 자유롭게 움직일 수 있는 수신 패드를 고려하면서도, 전력 전송 효율이 높고, 제작 비용이 저렴한 LF-대역에서 동작하는 무선 전력 전송 시스템의 개발이 필요하다. 본 논문에서는 E급 증폭기로 구성된 송신부의 바이어스 전압을 가변시켜 수신 패드의 위치에 상관없이 일정한 전력을 부하에 공급할 수 있는 LF-대역 무선 전력 전송 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 수신 패드의 위치뿐만 아니라, 부하의 충전 상태의 변화에도 높은 효율을 유지할 수 있는 장점이 있다. 또한, LF-대역의 저가 소

자로 설계되어 상용화 측면에서 유리하다. 본 연구는 향후 무선 전력 전송 기술의 다양한 응용에 활용될 수 있을 것으로 기대한다.

References

- [1] 장병준, "근거리 무선 전력 전송 기술의 재고", 한국전자과학회 전자파기술, 23(2), pp. 15-20, 2012년 3월.
- [2] Wireless Power Consortium(WPC) 홈페이지, <http://www.wirelesspowerconsortium.com>
- [3] Alliance for Wireless Power(A4WP) 홈페이지, <http://www.a4wp.org>
- [4] Byung-Jun Jang, S. Lee, and H. Yoon, "HF-band wireless power transfer system: concept, issues, and design", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 124, pp. 211-231, Jan. 2012.
- [5] N. O. Sokal, A. D. Sokal, "Class E - a new class of high-efficiency tuned single ended switching power amplifier", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-10, pp. 168-176, Jun. 1975.
- [6] C. Wang, G. Covic, and O. Stielau, "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 148-157, Feb. 2004.
- [7] J. J. Casanova, Z. N. Low, and J. Lin, "Design and optimization of a Class-E amplifier for a loosely coupled planar wireless power system", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 56, no. 11, pp. 830-834, Nov. 2009.
- [8] N. Sokal, "Class-E RF power amplifiers", *QEX*, vol. 204, pp. 9-20, 2001.
- [9] F. Raab, "Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SSC-13, no. 2, pp. 239-247, Apr. 1978.
- [10] J. J. Casanova, Z. N. Low, J. Lin, and R. Tseng, "Transmitting coil achieving uniform magnetic field distribution for planar wireless power transfer system", in *Proc. Radio Wireless Symp.*, pp. 530-533, 2009.

손 용 호

2012년 2월: 국민대학교 전자공학과 (공학사)
2012년 3월~현재: 국민대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 무선통신시스템, 에너지-IT 융합 분야

장 병 준

1990년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1992년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1997년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1995년 3월~1999년 1월: LG전자 (주)
1999년 1월~2003년 9월: 한국전자통신연구원
2003년 10월~2005년 8월: 정보통신연구진흥원
2005년 9월~현재: 국민대학교 전자공학부 교수
[주 관심분야] RF/마이크로파 회로, 무선통신시스템, RF-ID/USN, 주파수 간섭

한 상 규

1999년 2월: 부산대학교 전기공학과 (공학사)
2001년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 (공학석사)
2005년 2월: 한국과학기술원 전자전산학과 (공학박사)
2005년 3월~2005년 8월: 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원
2005년 9월~현재: 국민대학교 전자공학부 교수
[주 관심분야] 전력 회로 해석 및 설계, 에너지-IT 융합 분야