

논문 2014-51-7-13

양방향으로 동작하는 DC-DC Converter를 이용하는 무선 전력 송수신기 개발

(Development of Wireless Power Transceiver
with Bi-directional DC-DC Converter)

문 영 진*, 유 창 식**

(Young-Jin Moon and Changsik Yoo[©])

요 약

본 논문에서는 무선으로 전력을 수신할 뿐만 아니라 송신 할 수 있는 기능을 수행하는 무선 전력 송수신기를 위한 양방향으로 동작하는 DC-DC converter를 제안하였다. 일반적으로 무선 전력 송수신기의 경우 2개의 DC-DC converter와 이로 인한 2개의 외부 인덕터가 필요하지만 제안된 DC-DC converter를 적용하여 1개의 DC-DC converter와 1개의 외부 인덕터로 무선 전력 송수신이 가능하도록 하여 전체 시스템의 크기를 줄였다. 제안된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter는 0.35 μ m BCDMOS 공정을 이용하여 제작하였으며 무선 전력 수신 상황에서 강압 converter로 동작하여 3W의 출력 상황에서 91%의 효율을 가지며 무선 전력 송신 상황에서는 승압 converter로 동작하여 3W의 출력 상황에서 90%의 효율을 갖는다. 양방향으로 동작하는 DC-DC converter와 효율을 극대화 할 수 있는 제안된 기법들을 적용한 무선 전력 송수신기는 수신 상황에서 81.7%, 송신 상황에서 76.5%의 효율을 갖는다.

Abstract

A bi-directional DC-DC converter has been developed for a wireless power transceiver which enables a device to receive and transmit power wireless. Generally, the wireless power transceiver requires two DC-DC converter and two external inductors. However, the proposed wireless power transceiver requires only one DC-DC converter and one inductor, allowing small form-factor. The bi-directional DC-DC converter implemented in 0.35 μ m BCDMOS process operates as a buck converter at the wireless power receiving mode and the power efficiency is 91% when the output power is 3W. In the wireless power transmitter mode, the DC-DC converter operates as a boost converter. With the bi-directional DC-DC converter and the proposed efficiency maximizing techniques, the power efficiency of wireless power transceiver is 81.7% in receiver mode and 76.5% in transmitter mode.

Keywords : Wireless Power Transceiver, Bi-directional DC-DC Converter, Power Efficiency.

I. 서 론

최근 무선 전력 전송의 효율은 자기 공명 (magnetic resonance) 기술의 적용으로 크게 향상되었고 휴대폰 혹은 태블릿 기기 뿐만 아니라 전기 자동차의 무선 전력 전송을 위한 기술이 개발되고 있다^[1]. 이러한 연구에 그치지 않고 기기간 무선 전력 전송에 대한 수요가 증대되고 있다. 예를 들어 그림 1. 과 같이 휴대폰이 무선으

* 학생회원, ** 평생회원, 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과

(Department of Electronics and Computer Engineering, Hanyang University)

© Corresponding Author(E-mail: csyoo@hanyang.ac.kr)

※ 본 연구는 삼성전자와 2013년도 정부 (미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행되었음(No.2013R1A2A2A01004958).

접수일자: 2014년04월21일, 수정일자: 2014년05월29일

수정완료: 2014년06월25일



그림 1. 기기간 무선 전력 전송을 위한 무선 전력 송수신기

Fig. 1. Wireless power transceiver for device to device wireless power transmission.

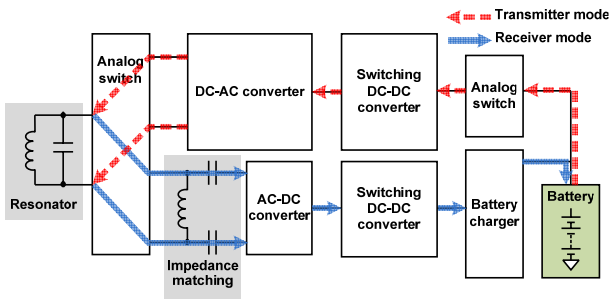


그림 2. 무선 전력 송수신 시스템의 블록 다이어그램

Fig. 2. Block diagram of wireless power transceiver.

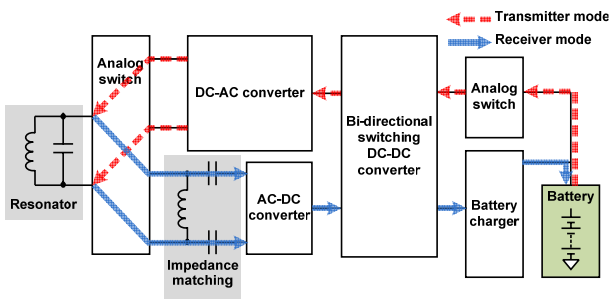


그림 3. 양방향으로 동작하는 DC-DC converter를 적용한 무선 전력 송수신 시스템의 블록 다이어그램

Fig. 3. Block diagram of wireless power transceiver with bi-directional DC-DC converter.

로 전력을 수신하여 충전이 될 뿐만 아니라 충전된 휴대폰으로부터 블루투스 헤드셋, 보청기 또는 다른 휴대폰 등의 기기를 무선으로 전력 송신하여 충전할 수 있게 된다. 무선으로 전력을 송신 할 뿐만 수신하기 위해서는 무선 전력 전송 송수신 시스템이 필요하게 된다.

일반적으로 자기 공명을 이용한 무선 전력 송수신기는 그림 2. 의 구조를 갖는다. 먼저 무선 전력 수신단은 자기 공명을 통해 수신된 AC 전력을 DC 전력으로 변

환하기 위한 AC-DC converter와 배터리 충전 회로 (battery charger)에서 필요로 하는 안정된 전압을 공급하기 위한 DC-DC converter, 배터리를 충전하기 위한 배터리 충전 회로, 그리고 공진기와 수신단의 임피던스를 매칭하여 공진기의 효율을 높게 하기 위한 임피던스 매칭 회로로 구성된다. 무선 전력 송수신단은 배터리로 전압을 공급받기 위한 스위치와 공진기를 통하여 다른 기기에 전력을 공급하기 위한 power amplifier로 구성된다. 일반적으로 power amplifier의 출력 파워는 공급 전압에 의해 결정되는데 수 W의 파워를 전송하기 위해서는 배터리 전압보다 높은 공급 전압을 필요로 한다. 따라서 배터리 전압보다 높은 공급 전압을 생성하기 위한 DC-DC converter가 필요하게 된다. 그리고 수신단과 송수단을 공진기에 개별적으로 연결하기 위한 아날로그 스위치 (analog switch)가 필요하게 된다. 이처럼 무선 전력 송수신을 위한 시스템은 다양한 블록들로 구성이 되지만 모바일기기에 집적되어야 하므로 전체 시스템의 크기에 매우 큰 제약이 따르게 되어 무선 전력 송수신기의 크기는 매우 중요한 성능 지표가 된다. 그림 2. 와 같은 구조의 무선 전력 송수신기는 높은 전력 변환 효율을 위해 2개의 switching DC-DC converter와 2개의 외부 인덕터를 필요로 한다. 따라서 본 논문에서는 그림 3. 의 구조와 같이 양방향으로 동작하는 DC-DC converter를 제안하여 무선 전력 송수신기가 1개의 DC-DC converter와 1개의 외부 인덕터를 사용하고도 무선 전력 송수신이 가능하도록 하였다. 이로 인해 전체 무선 전력 송수신기의 크기와 BOM(bill of material)을 낮추게 되었다. 만약 form-factor가 매우 작고 높은 효율을 갖는 DC-DC를 적용하여 두 개의 DC-DC converter에 하나의 공유되는 inductor를 사용하는 경우가 있을 수 있지만 추가로 소비되는 DC-DC converter의 cost가 문제가 될 수 있고 form-factor와 cost의 trade-off 관계로 인해 두 요인을 모두 만족시키는 DC-DC converter를 제작하는 데는 어려움이 따르게 된다. 또한 무선 전력 전송에서 가장 주요한 성능 지표는 전력 변환 효율이지만 현재 발표된 다수의 논문은 RFID, 인체 삽입형 의료기기 등의 수 mW급 파워를 수신 및 송신하는 기술에 국한되어 있다^[2-6]. 따라서 위 논문의 기술을 직접적으로 적용하기 어렵기 때문에 본 논문에서 수 W급의 무선 전력 송신 및 수신에 적합한 기술을 제안하고자 한다.

II장에서는 제안한 양방향으로 동작하는 DC-DC converter의 구조와 동작 원리 및 세부 회로들에 대하여 설명하고 III장에서는 제안된 DC-DC converter를 포함한 무선전력 송수신기에 대하여 기술한다. IV장에서는 실험 결과를 설명하고 V장에서 본 논문의 결론을 설명한다.

II. 양방향으로 동작하는 DC-DC converter

양방향으로 동작하는 DC-DC converter의 구조는 그림 4와 같다. V_{IN_OUT1} 노드는 AC-DC converter의 출력과 class-E amplifier의 공급 전압에 연결되고 V_{IN_OUT2} 노드는 아날로그 스위치를 통해 배터리에 연결되거나 배터리 충전회로의 공급 전압에 연결된다. 수신 상황에서는 AC-DC converter의 출력인 V_{IN_OUT1} 노드가 DC-DC converter의 입력이 되고 V_{IN_OUT2} 노드가 출력이 된다. 이때 DC-DC converter는 강압 converter로 동작하여 배터리 충전 회로에서 필요로 하는 전압을 생성한다. 무선 전력 송신 상황에서는 아날로그 스위치가 닫혀 battery 전압이 DC-DC converter의 V_{IN_OUT2} 노드에 연결되어 DC-DC converter의 입력이 되고 V_{IN_OUT1} 노드가 출력이 된다. 본 논문의 서론에서 설명한 바와 같이 power amplifier의 출력 파워는 공급 전압에 의해 결정되는데 수 W의 파워를 전송하기 위해서

는 배터리 전압보다 높은 공급 전압을 필요로 한다. 따라서 무선 전력 송신 상황에서는 배터리 전압보다 높은 출력 전압을 생성하는 승압 converter로 동작하게 된다. 제안된 DC-DC converter가 수신 모드로 동작할 때는 p채널 파워 트랜지스터가 ON되는 시간이 많은 수록 출력 전압이 상승하지만 송신 모드로 동작시에는 p채널 파워 트랜지스터가 ON되는 시간이 적을수록 출력 전압이 상승한다. 따라서 각각의 모드에 따라 SR latch의 두 출력 전압을 선택하여 구동 드라이버의 입력에 연결하였다. 이러한 기능은 그림 4의 driver control 블록에 해당한다. 그리고 제안된 DC-DC converter는 출력 전류 조건에 따라 CCM (continuous-conduction mode) 혹은 DCM (discontinuous-conduction mode)로 동작한다. 그리고 voltage mode 제어 방식을 적용하여 무선 전력 전송 상황에서 쉽게 발생할 수 있는 전압 노이즈에 둔감하도록 하였고 고속 응답 특성을 위하여 3개의 캐패시터와 2개의 저항으로 2개의 zero와 3개의 pole을 만드는 type-III 보상 회로를 적용하였다. 이때 사용한 캐패시터와 저항은 모두 집적하여 무선 전력 송수신기의 외부 저항과 캐패시터의 수를 줄였다. 그리고 휴대폰 단말기, 디지털 카메라 등의 다양한 어플리케이션에 적용하기 위하여 외부 저항 R_{F_OPT} 를 연결하여 출력 전압이 가변할 수 있도록 설계하였다. 이외의 주요 상세 블록 구현은 아래의 각 절에서 설명하였다.

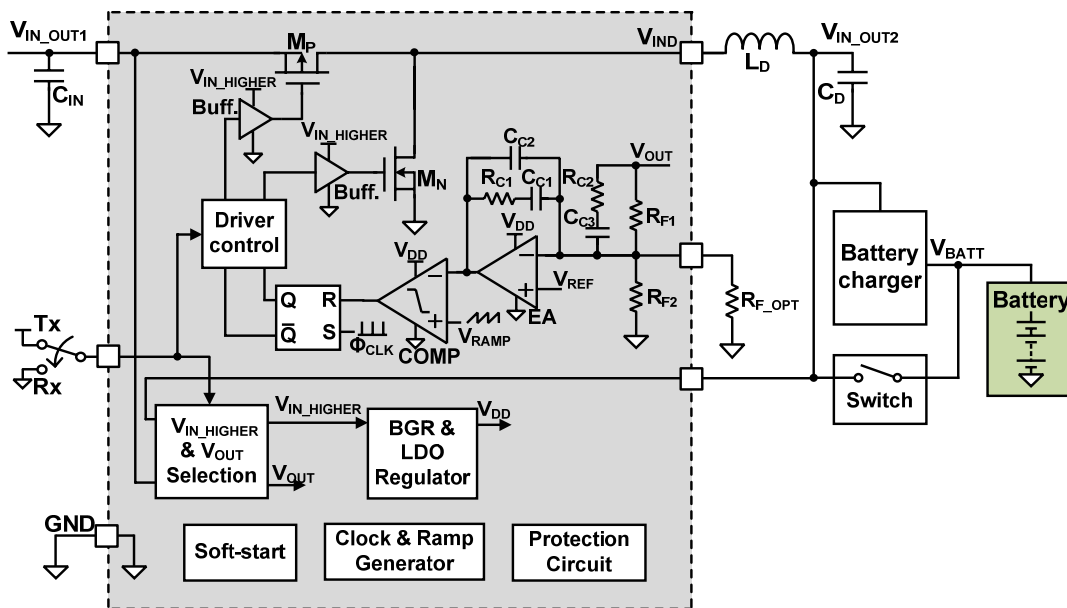


그림 4. 제안된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter
Fig. 4. Proposed bi-directional DC-DC converter.

그리고 본 논문에서 목표로 한 3.0W의 출력 파워 전송 상황에서 DC-DC converter의 효율을 극대화 하기 위하여 다수의 시뮬레이션을 통해 power transistor 크기를 선정하였다. 만약 power transistor가 더 커지는 경우에는 power transistor의 driving 전력 손실이 증가하게 되고 반대로 power transistor가 더 작아지는 경우에는 power transistor의 ON저항이 증가하게 되어 전력 손실이 증가하게 된다. 따라서 다수의 시뮬레이션을 통해 가장 높은 효율을 얻을 수 있는 power transistor 크기를 선정하게되었다. 또한 power transistor간의 non-overlap되는 구간인 dead-time이 매우 증가하는 경우 converter의 효율을 감소시킬 수 있기 때문에 시뮬레이션을 통해 적합한 dead-time을 가질 수 있도록 설계 하였고 적합한 구동 버퍼의 크기를 선정하여 극대화된 효율을 얻을 수 있도록 하였다. 만약 DC-DC converter의 high side쪽을 nMOS transistor를 사용하였다면 더 높은 효율을 얻을 수 있지만 nMOS transistor를 구동하기 위한 bootstrap diode와 capacitor가 추가로 필요하게 되어서 form-factor에 영향을 줄 수 있게 되므로 high side는 pMOS transistor를 사용하였다.

1. V_{IN_HIGHER} and V_{OUT} selection circuit

무선 전력 송수신기가 수신 모드로 동작시에는 V_{IN_OUT1} 노드의 전압이 V_{IN_OUT2} 노드의 전압보다 항상 높은 전압을 갖는다. 따라서 V_{IN_OUT1} 노드가 내부 제어 회로와 파워 트랜지스터 구동 드라이버의 공급 전압으로 사용된다. 하지만 송신 모드의 초기에는 V_{IN_OUT1} 노드의 전압이 V_{IN_OUT2} 노드의 전압보다 낮게 되므로 V_{IN_OUT2} 노드의 전압을 내부 제어 회로와 파워 트랜지스터 구동 드라이버의 공급 전압으로 사용해야 한다. 이러한 동작이 구현 가능하도록 V_{IN_HIGHER} 선택 회로를 그림 5. 와 같이 설계하였다. p채널 트랜지스터 M_{PS1} 과 M_{PS2} 의 게이트 전압은 각각 $V_{IN_OUT2}-V_{THP}$ 와 $V_{IN_OUT1}-V_{THP}$ 가 된다. 따라서 p채널 트랜지스터 M_{PS1} 과 M_{PS2} 중에 높은 전압을 갖는 노드와 연결된 트랜지스터만이 켜지게 되어 V_{IN_HIGHER} 의 전압이 생성된다. 이때 p채널 트랜지스터 M_{PS1} 과 M_{PS2}

의 바디 전압은 모두 V_{IN_HIGHER} 노드에 연결하여 기생 다이오드 도통으로 인해 V_{IN_OUT1} 노드와 V_{IN_OUT2} 노드가 연결되는 상황을 방지하였다. 만약 그림 5. 에서 한 쪽의 전압이 낮았다가 높아지는 경우 두 전압의 crossing이 매우 천천히 일어날 때 M_{PS1} 과 M_{PS2} 가 동시에 켜져서 한쪽의 전압과 다른 쪽의 전압이 쇼트되는 것처럼 동작 할 수 있게 다. 따라서 이를 막기 위하여 M_{PS3} 와 M_{PS4} 의 문턱 전압을 M_{PS1} 과 M_{PS2} 보다 작도록 설계를 하여 두 전압 V_{IN_OUT1} 과 V_{IN_OUT2} 가 쇼트되는 현상을 방지하였다.

그리고 수신 모드로 동작시에는 V_{IN_OUT2} 노드가 부캐환 회로에 입력되어 V_{IN_OUT2} 노드를 레귤레이션 되도록 해야하지만 송신 모드로 동작시에는 V_{IN_OUT1} 이 부캐환 회로에 입력되어 레귤레이션 되어야 한다. 따라서 수신/송신 선택 신호에 따라 출력 전압을 선택하는 회로를 그림 6.과 같이 설계하였다. 또한 일반적으로 휴대폰 단말기 등을 통해 전달되는 수신/송신 선택 신호 V_X 의 전압은 출력 전압 V_{IN_OUT1} 및 V_{IN_OUT2} 보다 낮은 전압을 갖게 되므로 레벨 쉬프터 (level shifter)를 사용

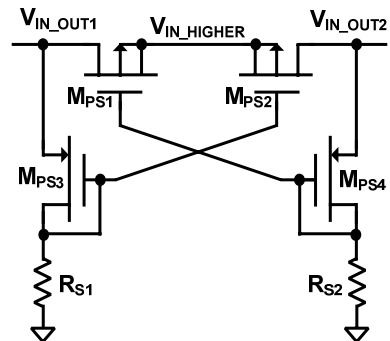


그림 5. 높은 전압 선택 회로
Fig. 5. V_{IN_HIGHER} selection circuit.

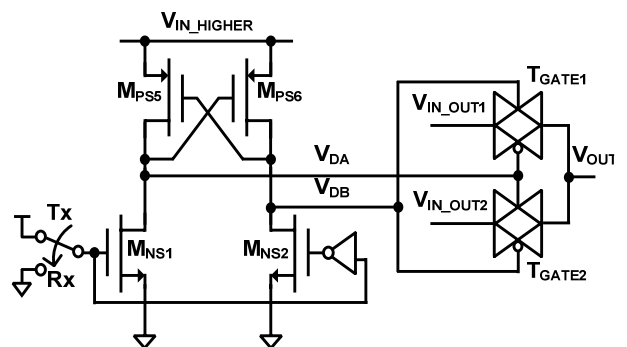


그림 6. 출력 전압 선택 회로
Fig. 6. V_{OUT} selection circuit.

하여 트랜스미션 게이트 (transmission gate) 제어 신호 V_{DA} , V_{DB} 를 생성하였다.

2. Error amplifier of DC-DC converter

DC-DC converter는 error amplifier를 포함한 부채환 회로를 통해 reference 전압과 같도록 제어되어 출력 전압을 레귤레이션 하게 된다. 만약 error amplifier의 입력 오프셋이 존재한다면 레귤레이션되는 출력 전압은 실제 설계한 값과 다른 값을 갖게 된다. 또한 출력 전압을 곧바로 reference와 비교하지 않고 저항 분배를 통해 비교하는 경우 error amplifier의 입력 오프셋은 저항 분배비 만큼 증폭 되어 출력 레귤레이션 전압의 오차로 나타나게 된다. 예를 들어, error amplifier의 입력 오프셋이 30mV를 갖고 레귤레이션을 위한 저항 분배비가 1:4라고 가정할 때 실제 레귤레이션 되는 전압은 원했던 값으로부터 120mV 벗어나게 된다. 이러한 문제를 제거하기 위하여 제안된 DC-DC converter는 chopping 기법^[7]을 적용하여 그림 7. 의 구조를 갖는 error amplifier를 적용하였다. 만약 clock이 HIGH인 상황이라고 가정한다면 V_{INP} 는 M_{EP1} 의 게이트와 연결되고 V_{INN} 은 M_{EP2} 의 게이트와 연결이 된다. 이때 M_{EP1} 에 input offset voltage가 인가된 상황이라고 가정하면 clock이 LOW인 상황에서는 M_{EP1} 의 게이트가 V_{INN} 과 연결되기 때문에 input offset voltage가 V_{INN} 에 인가된다. 따라서 input offset voltage가 V_{INP} 와 V_{INN} 에 모두 인가 되고 clock이 50%의 duty를 갖는다면 error

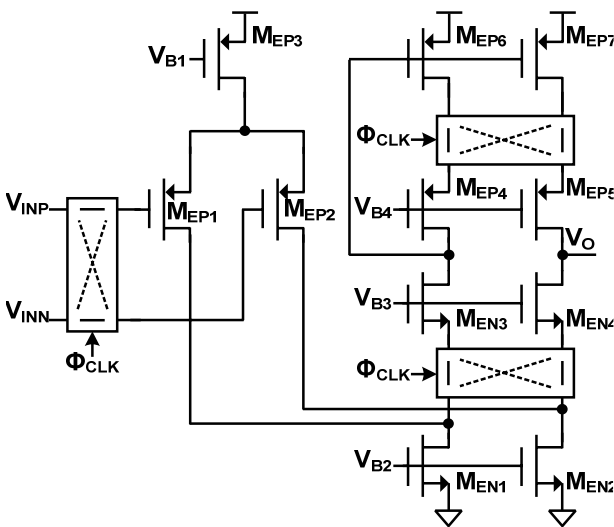


그림 7. DC-DC converter의 error amplifier
Fig. 7. Error amplifier of DC-DC converter.

amplifier를 통해 적분된 결과는 input offset voltage가 모두 제거되는 결과를 갖게 된다.

3. Clock and ramp generator

제안된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter에서 설계한 클럭 및 램프 생성기는 기존 구조^[11]를 참조하여 설계되었고 그림 8. 의 구조를 갖는다. 밴드-갭 레퍼런스 (band-gap reference)로부터 생성된 V_{BGR} 전압과 R_{RAMP} 를 이용하여 V_{BGR}/R_{RAMP} 의 값을 갖는 일정한 전류를 생성하고 channel length modulation 현상을 줄이기 위한 cascode current mirror를 사용하여 캐패시터 C_R 의 충전 동작을 수행한다. 따라서 캐패시터 C_R 의 양단 전압 V_{RAMP} 는 선형적으로 증가하여 램프 전압을 생성하게 된다. V_{RAMP} 가 증가하여 V_H 전압보다 상승하면 비교기의 출력은 HIGH가 되고 SR latch의 동작에 의해 Φ_{CLK} 는 HIGH가 되어 클럭을 생성한다. 이때 트랜지스터 M_{N5} 가 ON되어 V_{RAMP} 노드 전압을 하강시키게 된다. 만약 V_{RAMP} 전압이 V_L 전압보다 낮아지면 다시 M_{P7} 이 ON되어 V_{RAMP} 의 전압을 다시 상승시키는 동작을 수행하여 램프 신호와 클럭 신호를 생성하게 된다.

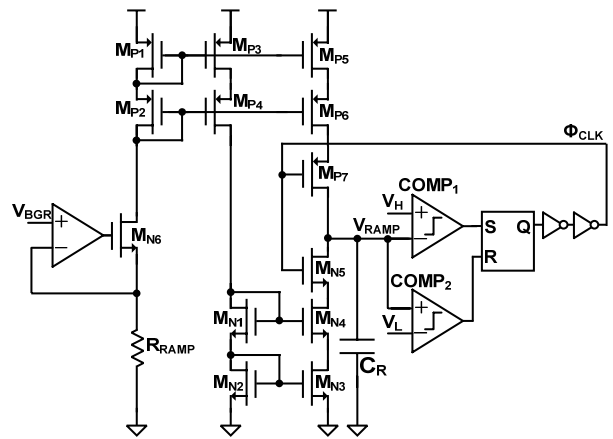


그림 8. 클럭 및 램프 생성기
Fig. 8. Clock and ramp generator.

4. Stability 분석

제안된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter는 stability 만족을 위하여 그림 4. 와 같이 Type-III 보상 회로를 적용하였다. R_{CI} 과 C_{CI} 그리고 R_{FI} 과 C_{C3} 에 의해 생성되는 2개의 zero를 이용하여 converter의 L과 C에 의해서 생성되는 complex pole을 보상하였다. 2개의

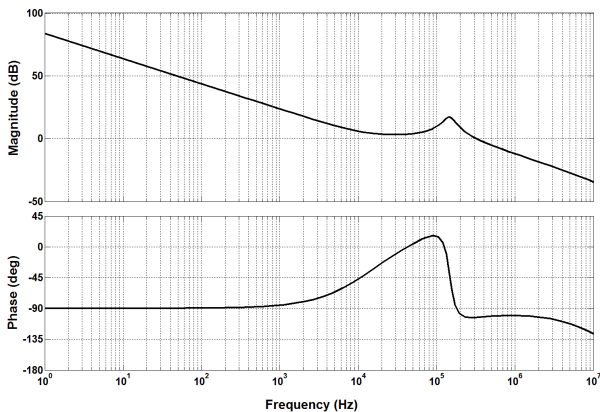


그림 9. 수신 모드 동작시 오픈 루프의 보드 플랏
Fig. 9. Bode plot of the open loop in receiver mode.

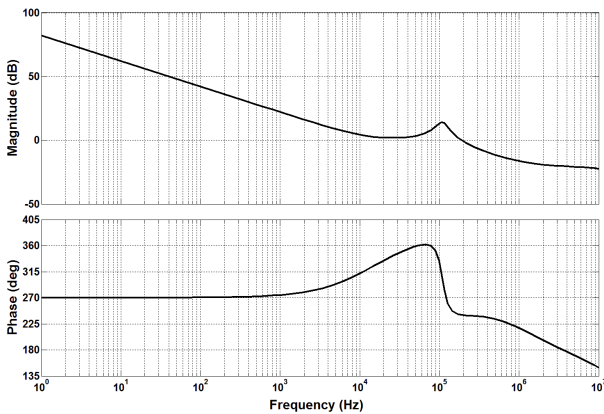


그림 10. 송신 모드 동작시 오픈 루프의 보드 플랏
Fig. 10. Bode plot of the open loop in transmitter mode.

zero를 이용하여 보상하는 방식이기 때문에 equivalent series resistance가 작은 MLCC(multi-layer ceramic capacitor) 등을 사용할 수 있게 되었다. 그리고 C_2 와 R_{C1} , R_{C2} 와 C_3 에 의하여 생성 되는 2개의 pole을 switching frequency보다 높은 주파수에 두어 출력 전압 리플을 작게 하였다. 이를 적용한 stability 분석 결과는 그림 9. 및 10. 과 같다. 그림 9. 는 수신 모드 동작시 오픈 루프의 보드 플랏이며 그림 10. 은 송신 모드 동작시 오픈 루프의 보드 플랏이다. 수신 모드 상황에서의 입력 전압은 6V이고 출력 전압은 5V이며 출력 전류는 500mA이다. 또한 송신 모드 상황에서의 입력 전압은 일반적인 배터리 전압 3.7V이고 출력 전압은 5V이며 출력 전류는 500mA이다. 강압 converter로 동작하는 수신 모드에서 converter의 bandwidth는 300kHz이고 phase margin은 77°이다. 승압 converter로 동작하는 송신 모드 동작에서의 bandwidth는 200kHz이고 phase margin은 60°로 모두 stable한 것을 확인하였다.

III. 무선 전력 송수신기 설계

앞장에서 설명된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter를 적용하여 제안된 기기간 무선 전력 전송을 위한 무선 전력 송수신기의 상세 구조는 그림 11. 과 같다. 아래의 각 절에서 개별 블록의 효율을 최대화하기 위해 설계된 기술을 설명하였다.

1. 임피던스 매칭 회로 (Impedance matching circuit)

무선 전력을 위한 공진기와 수신기 간의 원활한 공진을 위하여 임피던스 매칭 회로가 필요하게 된다. 그림 11. 과 같이 1개의 inductor와 2개의 capacitor를 사용하여 임피던스 매칭을 수행하였다. 공진기는 50Ω의 임피던스를 갖도록 제작이 되었기 때문에 이를 충전 레벨에 맞게 임피던스 변환을 해주어야 할 필요가 있게 된다. 일반적인 충전 상황은 DC-DC converter의 출력전압이 5V이고 충전 전류는 500mA이기 때문에 등가적으로 10 Ω의 임피던스를 갖는다고 할 수 있으므로 50Ω-10Ω의 임피던스 매칭을 진행하였다. 이때 임피던스 매칭 회로의 효율을 최대화하기 위해 높은 전류에 적용 가능하면서 높은 Q-factor를 갖는 air core inductor[9]를 사용하였다.

2. AC-DC converter

수신된 교류 전압을 직류 전압으로 변환하기 위한 AC-DC converter의 제안된 구조는 그림 11. 과 같이 쇼트키(schottky) 다이오드와 cross-couple된 n채널 트랜지스터로 구현하였다. 본 논문에 앞서 무선 전력 전송을 위한 mobile application에 적용 가능한 수 W급 AC-DC converter가 발표되었다^[10]. 하지만 위 논문에서는 본 연구에서 상정한 6.78MHz의 주파수에서 매우 큰 구동 전력 손실이 발생하여 74%의 전력 변환 효율을 얻게 되었다. 만약 파워 트랜지스터의 사이즈를 줄인다면 구동 전력 손실은 줄일 수 있지만 이 경우 추가적인 도통 전력 손실이 발생하게 된다. 이 논문 외에도 무선 전력 전송에 적용 가능한 AC-DC converter에 관한 논문들이 발표 되었지만 RFID, 인체 삽입형 의료기기 등의 수 mW급 파워를 수신 및 송신하는 기술에 국한되어 있다^[2-6]. 이는 수 십 혹은 수 백 mW급을 주제로 진행된 논문이기에 구동 드라이버가 없거나 파워

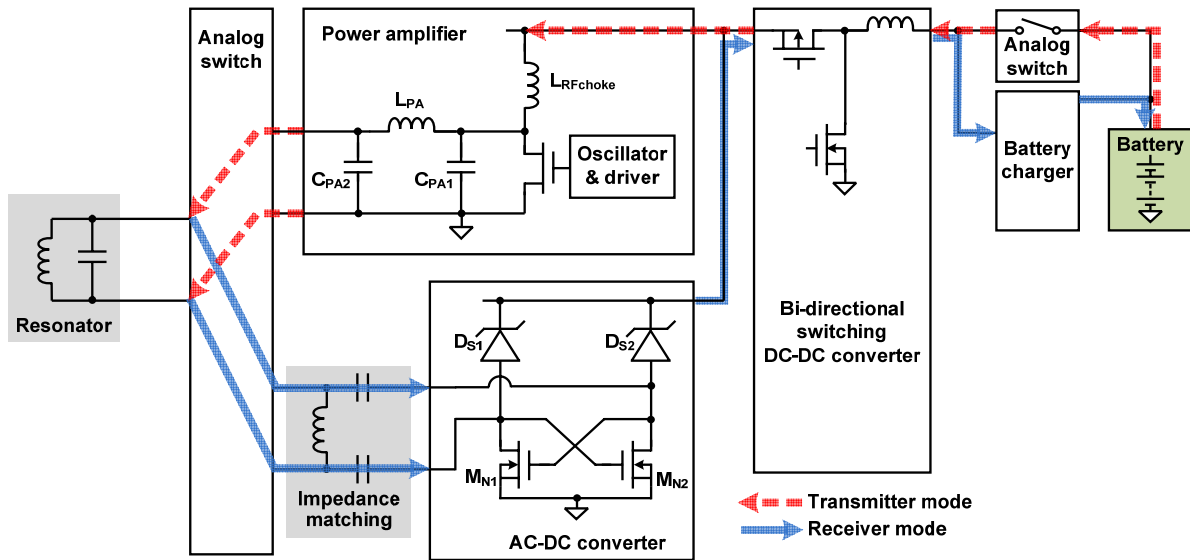


그림 11. 제안된 기기간 무선 전력 전송을 위한 무선 전력 송수신기
Fig. 11. Proposed wireless power transceiver for device to device wireless power transmission.

트랜지스터의 크기가 작은 이유로 본 논문에서 주제로 하는 수 W급의 무선 전력 전송에 적용하기 어렵다. 또한 낮은 주파수에서 동작하는 기술이 소개된 논문이 발표되었지만^[11] 본 논문에서 상정한 6.78MHz의 공진 주파수에 적용시 매우 큰 구동 전력 손실이 발생하게 되는 문제가 있다^[12].

따라서 본 논문에서는 AC-DC converter를 쇼트키 다이오드와 cross-couple된 구조의 n채널 트랜지스터로 구현하였다. 일반적으로 0.5A의 전류에서 약 0.7V 이상의 전압 강하를 갖는 P-N 다이오드^[13]에 비해 쇼트키 다이오드의 경우 약 0.3V의 전압 강하를 갖기 때문에 AC-DC converter의 효율을 높일 수 있다. 또한 P-N 다이오드에 비해 역방향 회복 시간(reverse recovery time)이 매우 짧기 때문에 6.78MHz의 높은 공진 주파수에 적용이 가능하다. 그리고 AC-DC converter의 일부는 별도의 구동 전력 손실이 별도로 필요하지 않는 cross-couple된 n채널 트랜지스터를 사용하였다. 이는 쇼트키 다이오드의 전압 강하보다 cross-couple된 n채널 트랜지스터의 전압 강하가 더 작으므로 높은 효율을 얻을 수 있기 때문이다. 물론 AC-DC converter의 상단과 하단을 모두 cross-couple된 트랜지스터를 사용한 형태로 구현한다면 전압 강하가 가장 적을 수도 있지만 상단과 하단의 트랜지스터가 모두 켜져 AC-DC converter의 출력과 그라운드 전압이 쇼트되어 AC-DC converter가 동작하지 못하거나

효율이 매우 낮은 등의 심각한 문제가 발생할 수도 있으므로 적용하기 어렵다. 따라서 쇼트키 다이오드와 cross-couple된 n채널 트랜지스터를 사용하여 AC-DC converter의 효율을 극대화 하였다. 이때 사용된 쇼트키 다이오드와 n채널 트랜지스터는 모두 외부 discrete 소자를 사용하여 구현하였다.

3. Power amplifier

무선 전력 송신 상황에서 배터리로부터 공급된 전력을 다른 기기로 전력 송신 하기 위하여 power amplifier가 사용되었다. 일반적인 class-A, class-B 구조의 linear power amplifier는 전력 변환 효율이 높지 않기 때문에 class-D, class-E^[14] 구조의 switching power amplifier에 대한 연구를 진행하였다. Class-D 구조는 class-E 구조에 비해 트랜지스터의 드레인파 소스 사이의 전압이 낮은 갖지만 class-E와 달리 hard switching을 하는 구조이므로 class-E에 비해 높은 효율을 얻기 어렵다. 또한 class-D는 2개의 파워 트랜지스터가 동시에 켜지지 않게 하기 위한 non-overlap 신호를 생성하는 회로가 필요하게 된다. 따라서 그림 11. 과 같이 class-E 구조의 switching power amplifier를 적용하였다. 무선 전력 송신 주파수로 상정된 6.78MHz의 클럭을 생성하기 위하여 온도 보상형 수정 발진기(temperature compensated crystal oscillator)를 사용하였고 구동 드라이버와 파워 트랜지스터는 외부 discrete

소자를 사용하여 구현되었다.

4. 아날로그 스위치 (Analog switch)

무선 전력 전송 송수신기의 경우 2개의 스위치가 필요하게 된다. 1개의 스위치는 수신 상황과 송신 상황의 경우 공진기를 임피던스 매칭 회로 혹은 class-E power amplifier와 연결하기 위하여 사용된다. 그리고 다른 1개의 스위치는 송신 상황에서 배터리와 DC-DC converter를 연결하기 위하여 사용되었다. 수신모드에서 송신모드로의 전환 혹은 송신모드에서 수신모드로의 전환시에 DC-DC converter 혹은 다른 회로의 과도 상태가 존재할 수 있게 된다. 따라서 이러한 상태를 보완하기 위하여 그림 11.에서 표현된 analog switch 2개에 의해 물리적인 쇼트 혹은 오픈 상태가 될 수 있도록 하였다.

5. 배터리 충전 회로 (Battery charger)

일반적으로 배터리 충전 회로는 배터리를 안정적으로 충전하기 위하여 사용된다. 만약 DC-DC converter를 사용하지 않고 AC-DC converter의 출력을 바로 배터리 충전 회로에 인가한다면 하나의 DC-DC converter를 사용하지 않기 때문에 더 높은 효율을 기대할 수 있다. 하지만 최신 모바일 기기의 경우 이미 고성능의 배터리 충전 회로가 모바일 기기 내에 삽입되어있다. 따라서 본 논문의 무선 전력 송수신기에서는 배터리 충전 회로를 포함하지 않고 DC-DC converter에서 안정된 전압을 생성하여 배터리 충전 회로로 공급하도록 설계되었다.

IV. 실험 결과

제안된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter는 0.35 μ m BCDMOS 공정을 이용하여 제작하였으며 IC의 크기는 5mm \times 2.5mm 이고 칩 사진은 그림 12. 와 같다. PCB와의 와이어 본딩시 기생 저항 성분을 줄이기 위하여 다중 패드와 다중 와이어를 사용하였다^[15]. DC-DC converter의 스위칭 주파수는 0.5MHz이고 사용된 인덕터는 4.7 μ H의 값을 가지며 등가 직렬 저항 (equivalent series resistance) 값은 약 100m Ω 을 갖는다. 출력 캐패시터스는 송수신 상황에서 모두 10 μ F 이고 등가 직렬 저항이 50m Ω 이하인 적층 세라믹 캐패시

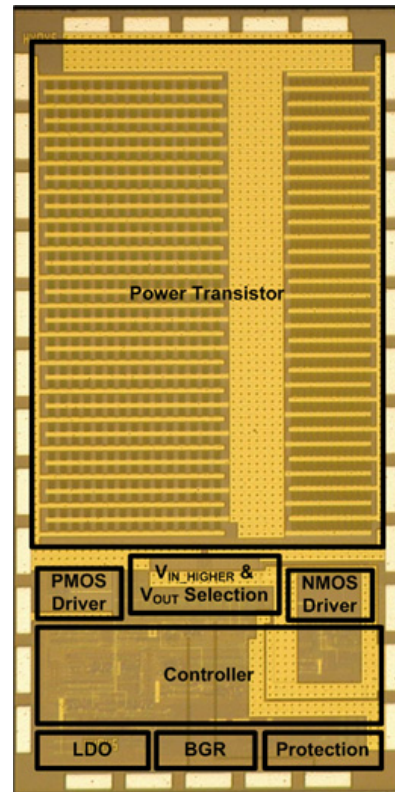


그림 12. 양방향으로 동작하는 DC-DC converter의 칩 사진

Fig. 12. Microphotograph of the bi-directional DC-DC converter.

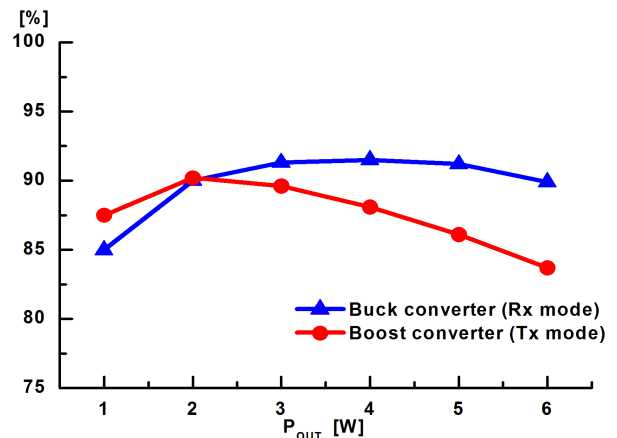


그림 13. 양방향으로 동작하는 DC-DC converter의 측정 효율

Fig. 13. Measured power efficiency of the bi-directional DC-DC converter.

터(multi layer ceramic capacitor)를 사용하였다. 제안된 DC-DC converter의 측정 효율은 그림 13. 이다. 수신 동작 상황에서의 효율은 입력 전압이 6.0V이고 출력 전압이 5.0V인 상황에서 측정 되었고 3.0W 출력에서

91%의 효율을 얻었다. 반대로 송신 동작 상황에서의 측정은 일반적인 배터리 전압인 3.7V를 입력 전압으로 하여 5.0V의 출력 전압 상황에서 측정 되었고 3.0W의 출력 상황에서 90%의 효율을 얻었다. 효율 측정은 양 방향으로 동작하는 DC-DC converter를 단품으로 측정하여 결과를 얻었고 실제 시스템 레벨의 셋트 측정 상황에 적용한 결과 단품과 동일한 효율이 측정되었다. TX로 동작하는 경우와 RX로 동작하는 경우 각각 다른 출력 전류에서 최고 효율이 나타나는 이유는 TX로 동작하는 경우 입력에서 공급되는 전류가 RX로 동작하는 경우보다 상대적으로 많기 때문이다. 예를 들어 RX도

동작하는 경우에는 출력 전류보다 입력 전류가 작지만 반대로 TX로 동작하는 경우에는 출력 전류보다 입력 전류가 크기 때문에 최고 효율이 나타나는 지점이 더 낮은 power에서 나타나게 되었다.

양방향으로 동작하는 DC-DC converter를 실제 기간 무선 전력 송수신 상황에 적용하여 실험을 진행하였다. 실험 환경은 수신, 송신 동작 상황에 따라 각각 그림 14., 15.와 같다. 양방향으로 동작하는 DC-DC converter의 인쇄 회로 기판이 별도로 제작되었고 이를 제외한 다른 블록은 별도로 인쇄 회로 기판위에 제작되었다. 무선 전력 송수신기의 수신 모드에 대한 검증은 그림 14. 와 같이 오른편의 무선 전력 송수신기로부터 파워를 전송 받아 왼편의 휴대폰 단말기가 충전이 되는 것을 확인하였다. 반대로 송신 모드에 대한 검증은 그림 15. 와 같다. 왼편의 휴대폰 단말기의 배터리로부터 전력을 공급받아 오른편의 휴대폰으로 전력을 전송하여 오른편 휴대폰 단말기가 충전 되는 것을 확인하였다. 전체 무선 전력 송수신기의 효율은 수신 모드일 때 2.5W의 전력이 배터리 충전 회로로 공급되는 상황에서 81.7%의 효율을 얻었고 송신 모드일 때 3.0W의 전력을

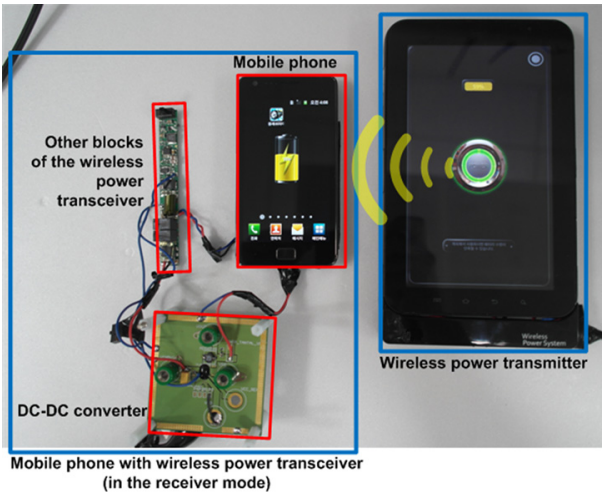


그림 14. 제안된 무선 전력 송수신기의 수신 모드 동작
Fig. 14. Receiver mode operation of proposed wireless power transceiver.

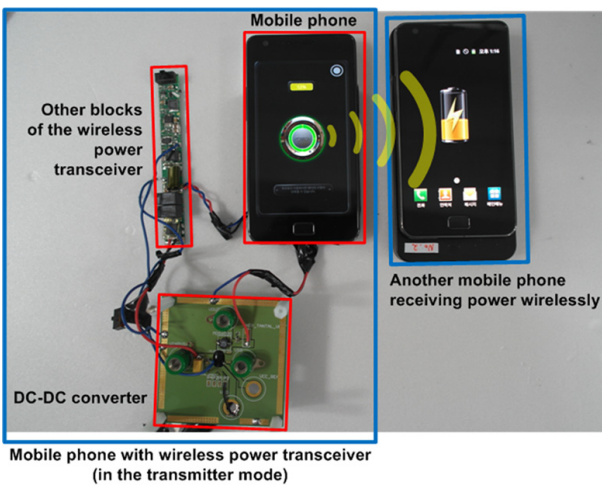


그림 15. 제안된 무선 전력 송수신기의 송신 모드 동작
Fig. 15. Transmitter mode operation of proposed wireless power transceiver.

표 1. 제안된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter와 무선 전력 송수신기의 성능 요약
Table 1. Performance summary of the proposed bi-directional DC-DC converter and wireless power transceiver.

Technology	0.35 μ m BCDMOS 2P4M
Resonant frequency	6.78MHz
Silicon area	5mm \times 2.5mm
Input voltage	5.5 ~ 12.0V @ receiver mode 2.6 ~ 4.0V @ transmitter mode
Inductor / ESR	10 μ H / 100m Ω
Capacitor / ESR	10 μ F / 50m Ω
Switching frequency	0.5MHz
Output voltage	5.0V @ both mode
Power efficiency	91% @ receiver mode, P _{OUT} =3.0W 90% @ transmitter mode, P _{OUT} =3.0W
Overall transceiver efficiency	81.7% @ receiver mode, P _{OUT} =2.5W 76.5% @ transmitter mode, P _{OUT} =3.0W

공진기로 전달 상황에서 76.5%의 효율을 얻었다. 이때 두 기기간의 거리는 1cm로 매우 근접한 상황에서 측정을 하였다. 그리고 무선 전력 송수신기의 전력 손실로 인한 발열 문제를 확인하기 위하여 열화상 카메라를 이용하여 송수신기의 온도를 측정하였다. 측정 결과 2.5W의 전력 전달 상황에서 67°C의 온도가 측정되었다. 제안된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter와 무선 전력 송수신기의 성능 요약을 표 1.에 정리하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 기기간 무선 전력 전송을 위한 무선 전력 송수신기를 제안하였다. 무선 전력 송수신기의 전체 효율을 높이기 위해 AC-DC converter, 임피던스 매칭 회로, power amplifier에 대한 연구를 통해 가장 높은 효율을 얻을 수 있는 방법을 제안하였다. 또한 무선 전력 송수신기의 크기를 줄이기 위하여 양방향으로 동작하는 DC-DC converter를 제안하여 1개의 DC-DC converter와 1개의 외부 인덕터로 무선 전력 송수신이 가능하도록 하였다. 제안된 양방향으로 동작하는 DC-DC converter는 0.35 μ m BCDMOS 공정을 이용하여 제작하였으며 무선 전력 수신 상황에서 강압 converter로 동작하여 3W의 출력 상황에서 91%의 효율을 가지며 무선 전력 송신 상황에서는 승압 converter로 동작하여 3W의 출력 상황에서 90%의 효율을 갖는다. 양방향으로 동작하는 DC-DC converter와 효율을 극대화 할 수 있는 제안된 기법들을 적용한 무선 전력 송수신기는 수신 상황에서 81.7%, 송신 상황에서 76.5%의 효율을 갖는다.

REFERENCES

- [1] 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, pp. 83-86, Jul. 6, 2007.
- [2] Y. -H. Lam, W. -H. Ki, and C. -Y. Tsui, "Integrated Low-Loss CMOS Active Rectifier for Wirelessly Powered Devices," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 53, no. 12, pp. 1378-1382, Dec. 2006.
- [3] S. Guo and H. Lee, "An Efficiency-Enhanced CMOS Rectifier with Unbalanced-Biased Comparators for Transcutaneous-Powered High-Current Implants," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 6, pp. 1796-1804, Jun. 2009.
- [4] C. L. Chen, K. H. Chen, and S. I. Liu, "Efficiency-enhanced CMOS rectifier for wireless telemetry," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 18, pp. 976-978, Aug. 2007.
- [5] K. Kotani, A. Sasaki, and T. Ito, "High-efficiency differential-drive CMOS rectifier for UHF RFIDs," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 11, pp. 3011-3018, 2009.
- [6] H. Lee and M. Ghovanloo, "An integrated power-efficient active rectifier with offset-controlled high speed comparators for inductively-powered applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 58, no. 8, pp. 1749-1760, Aug. 2011.
- [7] W. Oh, B. Bakkaloglu, C. Wang, and S. K. Hoon, "A CMOS Low Noise, Chopper Stabilized Low-Dropout Regulator With Current-Mode Feedback Error Amplifier," *IEEE Trans. Circuit Syst. I*, vol. 55, no. 10, pp. 3006-3015, Nov. 2008.
- [8] Y.-S. Roh and C. Yoo, "A Continuous Conduction mode/Critical Conduction Mode Active Power Factor Correction Circuit with Input Voltage Sensor-less Control," *Journal of The Institute of Electronics Engineers of Korea* vol. 50, no. 8, pp. 151-161, Aug. 2013.
- [9] *Data Sheet of 1515SQ*, Coilcraft Inc., Cary, IL, Aug. 2012.
- [10] Y.-J. Moon, Y.-S. Roh, C. Yoo, and D.-Z. Kim, "A 3.0-W Wireless Power Receiver Circuit with 75-% Overall Efficiency," *IEEE Asian Solid-State Circuits Conf.* pp. 97-100, Nov. 2012.
- [11] J. Park, Y.-S. Roh, Y.-J. Moon, and C. Yoo, "A CCM/DCM Dual-Mode Synchronous Rectification Controller for a High-Efficiency Flyback Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 768-774, Feb. 2014.
- [12] Y. -J. Moon, D. -Z. Kim, S. -W. Kwon, Y. -S. Roh, and C. Yoo, "A 6.0-W Bi-Directional DC-DC Converter for Wireless Power Transceiver in 0.35- μ m BCDMOS," *IEEE VLSI Circuits Symp. Dig. Tech. Papers*, pp. 230-231, 2013.
- [13] Y.-S. Choi and K.-Y. Lee, "A Design of Wide Input Range Multi-mode Rectifier for Wireless Power Transfer System," *Journal of The Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol.

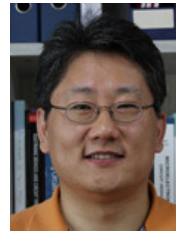
- 49, no. 4, pp. 34-42, Apr. 2012.
- [14] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E - a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-10, no. 3, pp. 168-176, June 1975.
- [15] J.-C. Gong, Y.-S. Roh, Y.-J. Moon, W.-S. Choi, and C. Yoo, "Single-Inductor Multiple-Output DC-DC Converter with Negative Feedback Selection Circuit," *Journal of The Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol. 48, no. 12, pp. 23-30, Dec. 2011.

저 자 소 개



문 영 진(학생회원)
2008년 한양대학교 전자통신
컴퓨터 공학부 학사 졸업.
2008년~현재 한양대학교 전자
컴퓨터통신공학과
석박사 통합과정.

<주관심분야 : 전력관리용 반도체 회로설계>



유 창 식(평생회원)
1992년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업.
1994년 서울대학교 전자공학과
석사 졸업.
1998년 서울대학교 전자공학과
박사 졸업.

2002년~현재 한양대학교 융합전자공학부 교수.
<주관심분야 : 음성 신호 회로 설계, 전력 관리용
반도체 회로 설계>