

# 전기자동차용 IPT 컨버터의 풀브릿지-하프브릿지 제어를 통한 고효율 운전 방법

안상준<sup>1</sup>, 주동명<sup>1</sup>, 김민국<sup>1</sup>, 이병국<sup>†</sup>

## High Efficiency Operation of the IPT converter with Full and Half bridge Control for Electric Vehicles

Sang-Joon Ann<sup>1</sup>, Dong-Myoung Joo<sup>1</sup>, Min-Kook Kim<sup>1</sup>, and Byoung-Kuk Lee<sup>†</sup>

### Abstract

This paper proposes a control methodology for a high efficiency operation of an inductive power transfer (IPT) converter by combining full bridge (FB) and half bridge (HB) controls. To apply the proposed control to the IPT converter, the characteristics of each control method are analyzed. By examining the output voltages of the IPT converter and a theoretical loss analysis, the control shifting points between FB and HB controls are evaluated in accordance with the coupling coefficients and the load. Based on the control shifting points, the FB-HB control algorithm is implemented. By applying FB-HB control, high efficiency operation at the light load condition can be achieved.

**Key words:** IPT(Inductive Power Transfer), WPT(Wireless Power Transfer), Full bridge inverter, Half bridge control, Light load efficiency improvement

### 1. 서 론

일반적인 3 stage 구조의 전기자동차 (electric vehicle, EV) 충전용 자기 유도 방식 무선 전력 전송 (inductive power transfer, IPT) 시스템은 그림 1과 같이 PFC 컨버터, IPT 컨버터, DC-DC 컨버터, EV용 배터리 부하로 구성된다<sup>[1]-[2]</sup>. 여기서 DC-DC 컨버터는 배터리의 충전 전력 제어를 담당하며 IPT 컨버터는 무선 전력 전송을 담당한다. IPT 컨버터는 세부적으로 풀브릿지 인버터, 보상 네트워크, 송·수신패드 및 다이오드 정류기로 구성되는데, 무선 전력 전송의 핵심이 되는 송·수신패드는 일반 변압기에 비해 자기적 결합이 약해 누설인덕턴스가 크기 때문에 시스템의 VA 정격이 크게

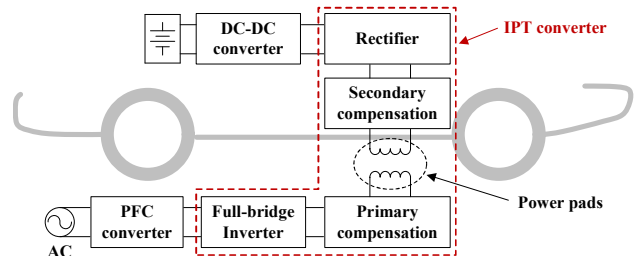


Fig. 1. Block diagram of a 3 stage IPT system.

증가할 수 있다. 따라서 IPT 시스템은 통상적으로 커패시턴스 성분을 포함하는 보상 네트워크를 구성하여 송·수신패드의 큰 누설인덕턴스를 보상한다<sup>[1]-[4]</sup>. 보상 네트워크는 부하 변화에 따라서 정전압 (constant voltage, CV) 출력 또는 정전류 출력 특성을 갖는 토폴로지로 나눌 수 있다. 일반적인 3 stage 구조의 IPT 시스템에서는 DC-DC 컨버터가 배터리 충전 제어의 대부분을 담당하기 때문에, 보상 네트워크로서 별도의 정전압 제어가 필요 없는 CV 토폴로지를 선정하는 것이 유리하다<sup>[5]-[6]</sup>. CV 토폴로지를 적용한 IPT 컨버터의 출력 전압은 공진 주파수에서 동작 시 부하 변화에 무관하게 일정하지만,

Paper number: TKPE-2017-22-5-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: bklee@skku.edu, Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University

Tel: +82-31-299-4581 Fax: +82-31-299-4612

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University

Manuscript received Feb. 27, 2017; revised Mar. 26, 2017; accepted Apr. 25, 2017

— 본 논문은 2016년 추계학술대회 우수추진논문임

— 본 논문은 2016년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

송·수신패드의 결합계수가 변동함에 따라 그 값이 비례하여 변하는 특징이 있기 때문에, IPT 컨버터의 설계 및 제어 시 결합계수 변동을 고려해야 한다. 결합계수는 송·수신패드의 상대적 위치에 의존하는 값으로, 차량 주차 시 달라지는 패드의 수평 이격과 차종에 따라 달라지는 패드 간 수직 거리에 의해 변동된다<sup>[6]</sup>. 효과적인 EV 충전 인프라 구축과 범용적인 송신측 시스템 구성을 위해서는, 단일 송신측 시스템으로 많은 종류의 차량을 충전하는 것이 유리하다. 그러나 차량의 종류에 따라 차체의 높이가 다르기 때문에 고려해야 되는 결합계수의 변동 범위가 넓어지게 된다. 따라서 최근 넓은 결합계수 범위를 갖는 IPT 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되었다<sup>[6]-[8]</sup>. 하지만 넓은 결합계수 변동 범위를 고려하면 이에 비례하여 출력 전압 범위가 넓어지기 때문에 최대 출력 전압도 커지게 된다. IPT 컨버터의 최대 출력 전압이 커져 DC-DC 컨버터의 전압 정격을 초과하게 되면 시스템이 소손될 위험이 있기 때문에, IPT 컨버터의 출력 전압을 특정 값 이하로 제한해줄 수 있는 제어 방식이 필요하다<sup>[6]-[7]</sup>.

IPT 컨버터의 출력 전압 제한을 위해서는 풀브릿지 인버터에 부가적인 제어를 적용하여 네트워크 입력 전압을 감소시켜야 한다<sup>[6]</sup>. 기존의 연구에서는 위상 천이 풀브릿지 (phase shift full bridge, PSFB) 제어를 적용함으로써 보상 네트워크 입력 전압을 제어하고 IPT 컨버터의 출력 전압을 제한하였다<sup>[6],[9]</sup>. 하지만 PSFB 제어 적용 시, 보상 네트워크의 입력 전류 증가 및 스위칭 손실의 증가로 인하여 경부하 효율 특성이 나쁘다는 단점이 있다<sup>[6]-[7]</sup>.

따라서 본 논문에서는 IPT 컨버터의 출력 전압 제한을 위한 제어 방식으로 PSFB 제어와 하프브릿지 제어를 결합한 풀브릿지-하프브릿지 제어를 제안한다. 하프브릿지 제어는 보상 네트워크 입력 전압을 풀브릿지 제어 대비 절반으로 감소시키는 제어 방식으로, 특정 토폴로지에서는 하프브릿지 제어 적용 시 부하 변화에 무관한 전류를 감소시킬 수 있어 경부하 효율 증대가 가능하다<sup>[10]</sup>. IPT 컨버터의 특성상, 제어 방식과 결합계수, 부하에 따라 효율 특성이 다르게 나타날 것이기 때문에 풀브릿지-하프브릿지 제어를 적용하기 위해서는, 제어 방식별 결합계수 및 부하에 따른 효율 분석이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 결합계수 및 부하 변동을 모두 고려하여 효율 측면에서 가장 유리하도록 풀브릿지 제어와 하프브릿지 제어의 동작 영역을 선정한다. 최종적으로, 선정한 동작 영역을 바탕으로 풀브릿지-하프브릿지 제어의 알고리즘을 구현하고 실험을 통해 검증한다.

## 2. 시스템 구성

IPT 시스템은 송신패드와 수신패드를 이용해 무선으로 전력을 전달하는 시스템으로서, 송·수신패드의 상대

TABLE I  
DESIGN CONSIDERATIONS OF IPT CONVERTER

Parameter	Value
DC-link voltage, $V_{dc}$	380 [V]
Output power, $P_o$	410-3300 [W]
Voltage of battery, $V_{batt}$	240-410 [V]
Coupling coefficient, $k$	0.062-0.214

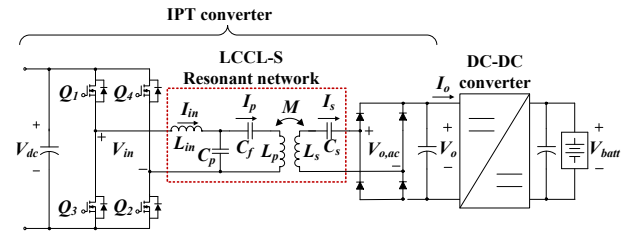


Fig. 2. Circuit diagram of IPT converter, DC-DC converter and battery for EV.

적 위치에 따른 결합계수 변동을 고려하여 설계 되어야 한다. 또한 배터리 충전용 IPT 컨버터는 배터리 충전 제어에 따른 출력 변동과 충전 상태에 따른 배터리 전압 변동을 고려해야 한다. 본 논문에서 배터리 부하는 100개의 셀이 직렬로 연결된 전기자동차용 배터리 팩을 가정하였으며, 정격 부하는 3.3kW이다. 결합계수의 변동 범위는 넓은 범위의 수직 거리 (50-170mm)와 수평 이격을 고려하여 0.062-0.214로 가정하였다. 표 1은 본 논문에서 다루는 IPT 시스템의 설계 사양을 나타낸다.

그림 2는 IPT 컨버터와 DC-DC 컨버터, EV용 배터리 부하를 나타낸다. 이 중에서 IPT 컨버터는 풀브릿지 인버터, 보상 네트워크, 다이오드 정류기로 구성된다. IPT 컨버터의 출력 단에 450V 전압 정격을 갖는 DC-DC 컨버터를 추가하여 배터리 충전 제어를 담당하도록 하면, 보상 네트워크는 별도의 정전압 제어가 필요 없는 CV 토폴로지로 간소화 될 수 있다. CV 토폴로지 중 가장 간단한 구조인 SP 토폴로지의 경우, 부하의 변동에 따라서 영-위상각 (zero-phase angle, ZPA) 주파수가 변동하는 특성으로 인해 넓은 부하 조건을 갖는 어플리케이션에 적용하기에는 부적합하다<sup>[3],[6]</sup>. 부하에 따라 ZPA 주파수가 일정한 특징을 갖는 LCL-S 토폴로지는 송신 패드 전류  $I_p$ 의 크기를 조절할 수 없다는 단점이 있다. LCCL-S 토폴로지는 LCL-S 토폴로지와 같이 일정한 ZPA 주파수를 갖는다는 장점과 더불어, 직렬로 연결된 필터커패시터  $C_f$ 를 통해  $I_p$ 의 크기를 조절할 수 있으며, 입력 전류의 DC 오프셋을 제거할 수 있다는 장점을 가진다<sup>[6]</sup>. 따라서 본 논문에서는 IPT 컨버터의 보상 네트워크로서 LCCL-S 토폴로지를 선정하였다. LCCL-S 토폴로지를 적용한 IPT 컨버터의 출력 전압  $V_o$ 는 부하

변동에는 무관하고 결합계수에만 비례하는 특징이 있다. 식 (1)은 결합계수에 비례하는 IPT 컨버터의 등가 교류 출력 전압  $V_{o,ac}$ 를 나타낸다<sup>[6]-[7]</sup>.

$$V_{o,ac} = \frac{MV_{in}}{L_{in}} = k \frac{V_{in} \sqrt{L_p L_s}}{L_{in}} \quad (1)$$

IPT 컨버터의 출력 전압 설계 시에는 자속 전달 측면에서 가장 나쁜 조건인, 최소 결합계수 조건 (설계 포인트)에서도 3.3kW를 출력할 수 있도록 설계한다<sup>[6]</sup>. 본 논문에서는 설계 포인트  $k_{min} = 0.062$ 에서의 최소 출력 전압  $V_{o,min}$ 을 DC-DC 컨버터의 최대 승압비 (약 2.5배)를 고려하여 165V가 되도록 설계하였다. 하지만 결합계수 변동 범위를 넓게 고려하였기 때문에, 높은 결합계수에서 IPT 컨버터의 출력 전압이 DC-DC 컨버터의 전압 정격을 초과할 수 있으며, 이로 인하여 시스템이 손상될 위험이 있다. 따라서 본 논문에서는 시스템 동작 시 안전성을 고려하여 IPT 컨버터의 출력 전압 제한 값  $V_{o,limit}$ 을 450V로 선정하고, IPT 컨버터의 출력 전압이 전체 결합계수 조건에서 165-450V가 되도록 풀브릿지 인버터를 제어한다.

### 3. 풀브릿지-하프브릿지 제어

본 절에서는 본문 2에서 설계한 IPT 컨버터에 풀브릿지-하프브릿지 제어를 적용하기에 앞서, 풀브릿지 (Full bridge, FB) 제어와 하프브릿지 (Half bridge, HB) 제어의 특징을 분석한다. 또한 결합계수에 따른 출력 전압 분석과 부하에 따른 이론적 손실 분석을 통하여, 결합계수 및 부하를 모두 고려한 FB 제어와 HB 제어의 전환점을 선정한다.

#### 3.1 제어 방식 비교

FB 제어는 그림 3과 같이 기본적으로 50% duty를 갖도록 양의 반주기에서는 스위치  $Q_1, Q_2$ 를, 음의 반주기에서는  $Q_3, Q_4$ 를 on 시키는 제어이다. FB 제어 적용 시 높은 결합계수 조건에서도 출력 전압을 450V 이내로 유지시키기 위해서는 부가적으로 PSFB 제어, 비대칭 듀티 제어 등을 적용해야한다<sup>[9]</sup>. 이 중에서 PSFB 제어는 보상 네트워크 입력 전압의 대칭성이 유지 되고, DC 성분이 존재하지 않는다는 장점이 있다. 따라서 본 논문에서는 높은 결합계수 조건에서 FB 제어 적용 시, PSFB 제어를 부가적으로 적용하여 IPT 컨버터의 출력 전압을 450V로 유지시킨다<sup>[6]</sup>.

HB 제어는 그림 4와 같이 풀브릿지 인버터를 마치 하프브릿지 인버터처럼 동작시키는 제어 방식으로,  $Q_2$ 를 상시 on 하고  $Q_4$ 를 상시 off 시킨 상태에서  $Q_1$ 과  $Q_3$ 를 상보적으로 on/off 하여 구현할 수 있다<sup>[10]</sup>. HB 제어

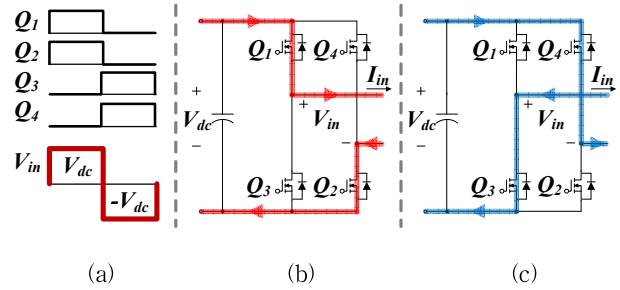


Fig. 3. Switching signals and current paths of full bridge control, (a) switching signals, (b) positive half cycle, (c) negative half cycle.

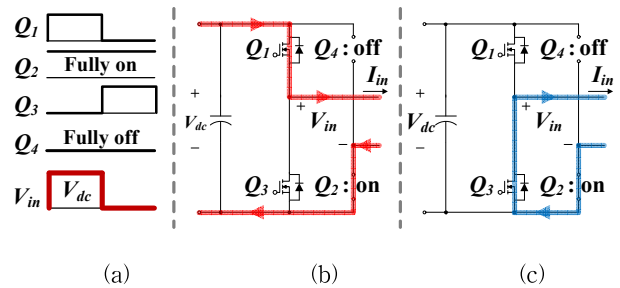


Fig. 4. Switching signals and current paths of half bridge control, (a) switching signals, (b) positive half cycle, (c) negative half cycle.

TABLE II

VOLTAGE AND CURRENTS AT THE SAME OUTPUT POWER IN ACCORDANCE WITH CONTROL METHODS

Parameter		FB control	HB control
Resonant network	Input voltage	$\pm V_{dc}$	0 or $V_{dc}$
	Input current	$I_{in}$	$2I_{in}$
Primary current		$I_p$	$I_p/2$
Output voltage		$V_o$	$V_o/2$
Output current		$I_s$	$2I_s$

를 적용하여 보상 네트워크의 입력 전압  $V_{in}$ 을 FB 제어 대비 절반으로 감소시키면 식 (1)에 의해 출력 전압도 절반으로 감소한다.

부하가 동일할 때, 절반으로 감소하는 입·출력 전압으로 인해 입·출력 전류는 모두 두 배로 증가하게 되어 도통 손실이 증가할 수 있다. 하지만 LCCL-S 토폴로지의 특성상, 식 (2)에 의하여 부하 변화에 무관한 전류인 송신패드에 흐르는 전류  $I_p$ 도 절반으로 감소하게 된다.

$$I_p = \frac{V_{in}}{j\omega_o L_{in}} \quad (2)$$

따라서 HB 제어를 적용하면 부하가 증가함에 따라 도통 손실은 증가할 수 있으나,  $I_p$ 의 감소로 인하여 경부

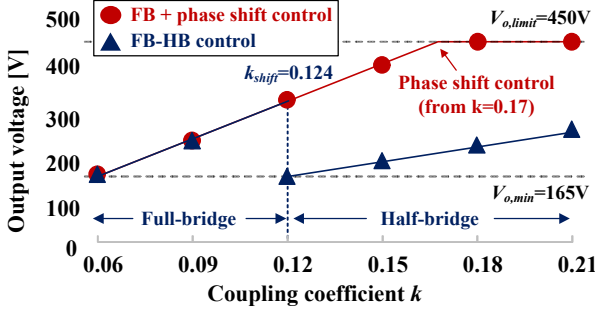


Fig. 5. Output voltage of resonant network in accordance with the variation of coupling coefficient.

하 영역에서는 효율 증대를 기대할 수 있다. 표 2는 PSFB가 적용되지 않은 50% duty의 FB 제어를 기준으로, HB 제어 적용 시 변화하는 IPT 컨버터의 주요 전압 및 전류를 나타낸다.

### 3.2 결합계수에 따른 제어 전환점 선정

송·수신패드의 결합계수 변동은 직접적으로 IPT 컨버터의 출력 전압에 영향을 미치기 때문에 FB-HB 제어 적용을 위해서는 결합계수 변동을 고려한 제어 전환점 선정이 필요하다. 어떠한 제어를 적용하더라도 IPT 컨버터의 출력 전압은 항상 설계 범위인 165V~450V 내의 값을 가져야 한다. 최소 출력 전압 설계 값은 FB 제어를 기준으로 하여 165V이기 때문에 낮은 결합계수 조건에서는 항상 FB 제어를 적용해야 한다. 결합계수가 증가함에 따라, 전체 결합계수 영역에서 FB 제어만 적용하는 경우와, 특정 결합계수 조건에서부터 HB 제어를 적용하는 경우로 나눌 수 있는데, 전체 결합계수 영역에서 FB 제어만을 적용하기 위해서는 출력 전압이 450V가 되는 조건인  $k > 0.17$ 인 조건에서부터 PSFB 제어를 기본적으로 적용해야 한다. 특정 결합계수 조건부터 HB 제어를 적용하는 경우, FB 제어에서 HB 제어로 전환할 때의 출력 전압이 절반으로 감소하더라도 최소 출력 전압 165V보다는 큰 값을 가져야 한다. 그러므로 결합계수에 따른 FB 제어에서 HB 제어로의 제어 전환점은 출력 전압이 330V가 되는 결합계수 조건인  $k_{shift} = 0.124$ 보다 큰 결합계수 조건으로 선정할 수 있다. 그림 5는 전체 결합계수 조건에서 FB 제어를 적용할 때의 출력 전압과  $k_{shift} = 0.124$ 에서 HB 제어로 전환하여 제어하는 경우의 출력 전압을 나타낸다.

### 3.3 부하에 따른 제어 전환점 선정

본 논문에서 보상 네트워크로 선정된 LCCL-S 토폴로지의 특성 상, HB 제어 적용 시 FB 제어 대비 부하 변화에 무관한 전류인  $I_p$ 가 절반으로 감소하기 때문에 경부하 영역에서 HB 제어를 적용한다면 경부하 효율 증대를 기대할 수 있다. 그림 6은 임의로 선정한 부하에

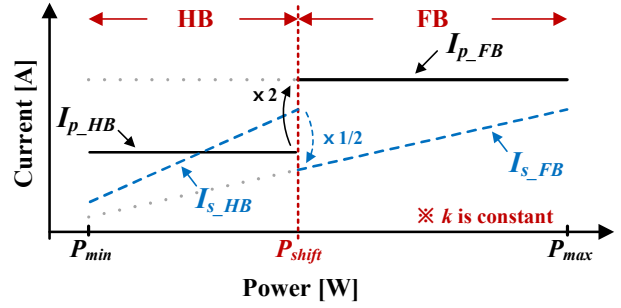


Fig. 6. Primary and secondary coil current in accordance with the load.

TABLE III  
CONDITIONS OF COUPLING COEFFICIENT AND  
OUTPUT POWER FOR LOSS ANALYSIS

Coupling coefficient	0.124, 0.154, 0.184, 0.214
Output power [W]	400, 1000, 1500, 2400, 3300

따른 제어 전환 포인트  $P_{shift}$ 를 기준으로,  $P_{shift}$ 보다 낮은 부하에서는 HB 제어를 적용하고  $P_{shift}$ 보다 높은 부하에서는 FB 제어를 적용하였을 때 부하에 따른 송·수신패드의 전류  $I_p$ 와  $I_s$ 를 나타낸다.  $P_{shift}$ 보다 낮은 부하 영역에서 HB 제어로 동작 시,  $I_{p,HB}$ 는 부하 변화에도 일정하고  $I_{s,HB}$ 는 부하에 비례하여 증가하는 것을 알 수 있다. 이때 부하가 계속 증가하여  $P_{shift}$ 에 도달하면 제어 방식이 HB 제어에서 FB 제어로 전환된다. FB 제어로 전환하면 표 2에서와 같이,  $V_{in}$ 이 두 배로 증가하기 때문에  $I_{p,FB}$ 는  $I_{p,HB}$ 보다 두 배로 커지게 되는 반면,  $I_{s,FB}$ 는  $I_{s,HB}$ 에 비해 절반으로 감소하게 된다.  $P_{shift}$ 를 지나 부하가 계속 증가하게 되면  $I_{p,FB}$ 는 일정한 값을 갖게 되고,  $I_{s,FB}$ 는 부하에 비례하여 증가하게 된다. 이처럼 제어 방식별로 부하에 따른 전류의 변화 양상이 다르기 때문에 손실 분포 양상 또한 다르게 나타난다. 그러므로 효율 측면에서 가장 유리하도록 FB 제어 또는 HB 제어의 동작 영역을 선정하기 위해서는, 결합계수 조건별 부하에 따른 손실 분석을 통해 각 결합계수별  $P_{shift,k}$ 를 선정해야 한다. 따라서 본 절에서는 HB 제어로 전환 가능한 결합계수 조건인  $k \geq 0.124$ 인 조건에서 FB 제어와 HB 제어 각각의 부하에 따른 손실 분석을 수행하여 FB 제어와 HB 제어의 부하에 따른 제어 전환점을 선정한다. 손실 분석을 위해 결합계수 조건은 0.124에서 0.214까지 0.03 단위로 나누었으며, 각각의 결합계수 조건에 대해서 표 3과 같이 부하별 손실 분석을 수행하였다.

분석에 고려한 손실 요소는 MOSFET의  $R_{ds(on)}$ 에 의한 도통 손실과 스위치 off 손실, 입력 인덕터  $L_{in}$ 의 동손 및 철손, 보상 네트워크를 구성하는 커패시터의 직렬 등가 저항에 의한 손실, 송·수신패드의 동손, 정류기의

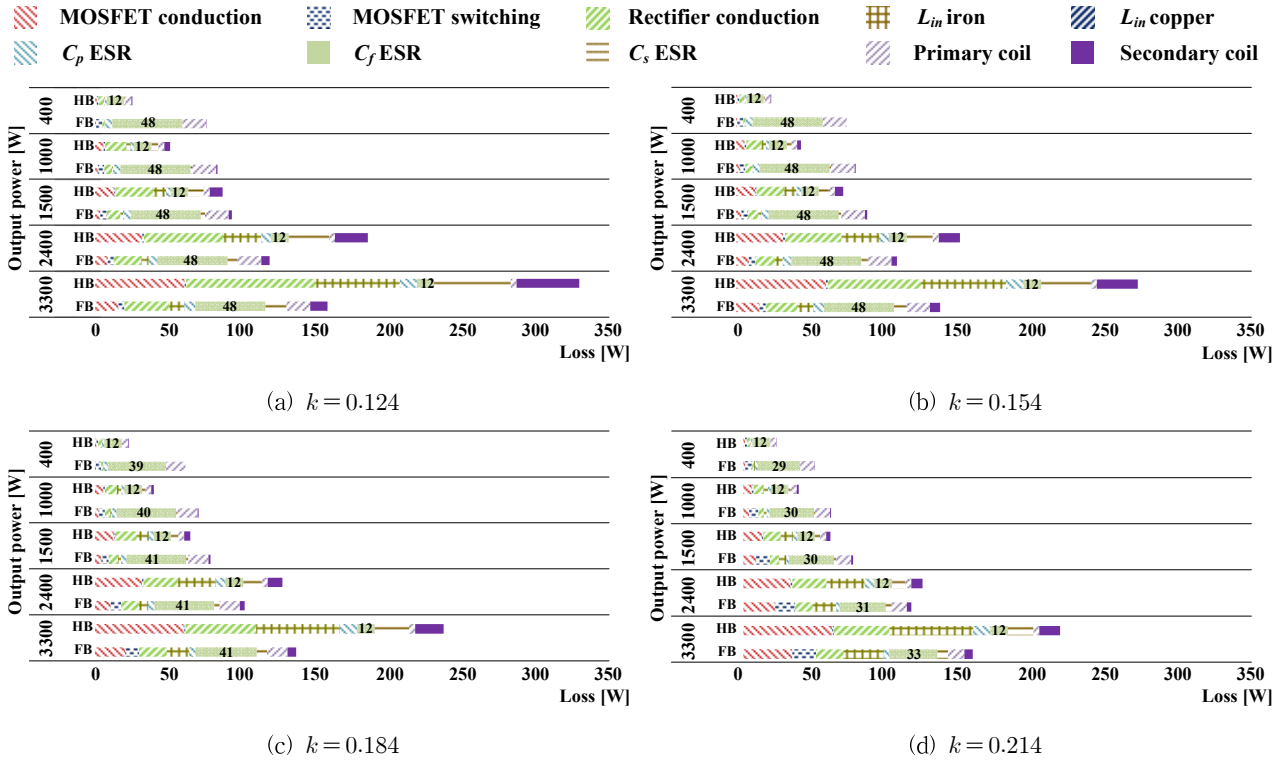


Fig. 7. Loss distribution charts in accordance with coupling coefficient and output power.

TABLE IV

CONTROL SHIFTING POINTS IN ACCORDANCE WITH OUTPUT POWER AT EACH COUPLING COEFFICIENT

Coupling coefficient	0.124	0.154	0.184	0.214
$P_{shift,k}$ [W]	1600	1800	2000	2400

도통 손실이다<sup>[11]</sup>.

그림 7은 각각의 결합계수 조건에서 제어 방식에 따른 부하별 손실 분포를 나타낸 것이다. 손실 요소 중  $C_f$ 의 손실과 송신패드 손실의 경우  $I_p$ 에 의해 결정되는 값으로 부하에 무관한 손실이다.  $C_f$  손실의 경우  $k \leq 0.17$ 인 조건에서는 부하 및 결합계수에 무관하게 일정한 것을 확인할 수 있다.  $k > 0.17$ 인 조건에서는 FB 제어 시 PSFB 제어가 함께 적용되기 때문에 입력 전압이 감소하여  $I_p$ 가 감소하여  $C_f$  손실도 약간 감소하게 된다.

HB 제어 적용 시 보상 네트워크 입력 전압이 FB 제어 대비 절반으로 감소하기 때문에  $I_p$ 가 절반으로 감소하여  $C_f$  손실이 1/4배로 감소하는 것을 확인하였다. HB 제어의 경우  $I_p$ 에 의해 발생하는 손실이 FB 제어보다 작기 때문에, HB 제어의 경부하 효율이 FB 제어 보다 유리한 것을 확인하였다.

MOSFET의 도통 손실과  $L_{in}$  손실은 보상 네트워크 입력 전류  $I_m$ 에 의해 발생하고 정류기의 도통 손실과, 2차 측 공진 커패시터  $C_s$  손실은 2차측 전류  $I_s$ 에 의해 발생한다.  $I_m$ 과  $I_s$ 는 HB 제어 시 두 배로 증가하는 전

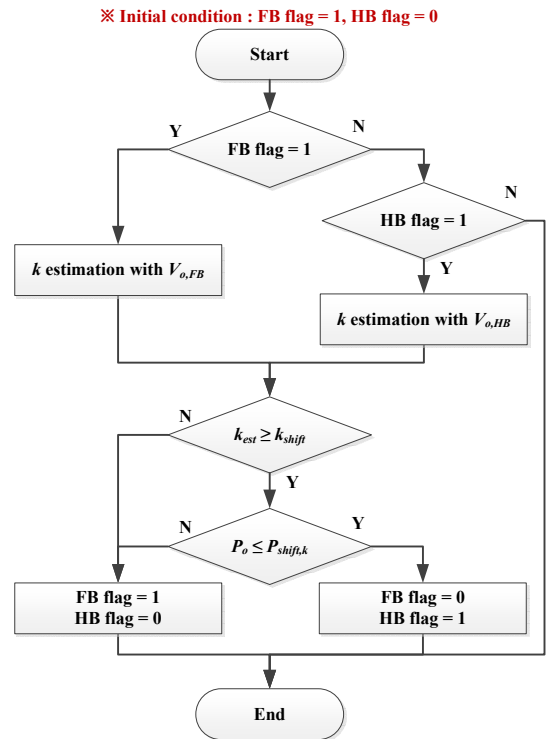


Fig. 8. Flow chart of the proposed FB-HB control.

류로, 중부하 영역에서 큰 도통 손실을 야기하기 때문에 중부하 영역에서의 효율은 FB 제어가 HB 제어에 비해서 더 높은 것을 확인하였다. 표 4는 손실 분석 결과를 바



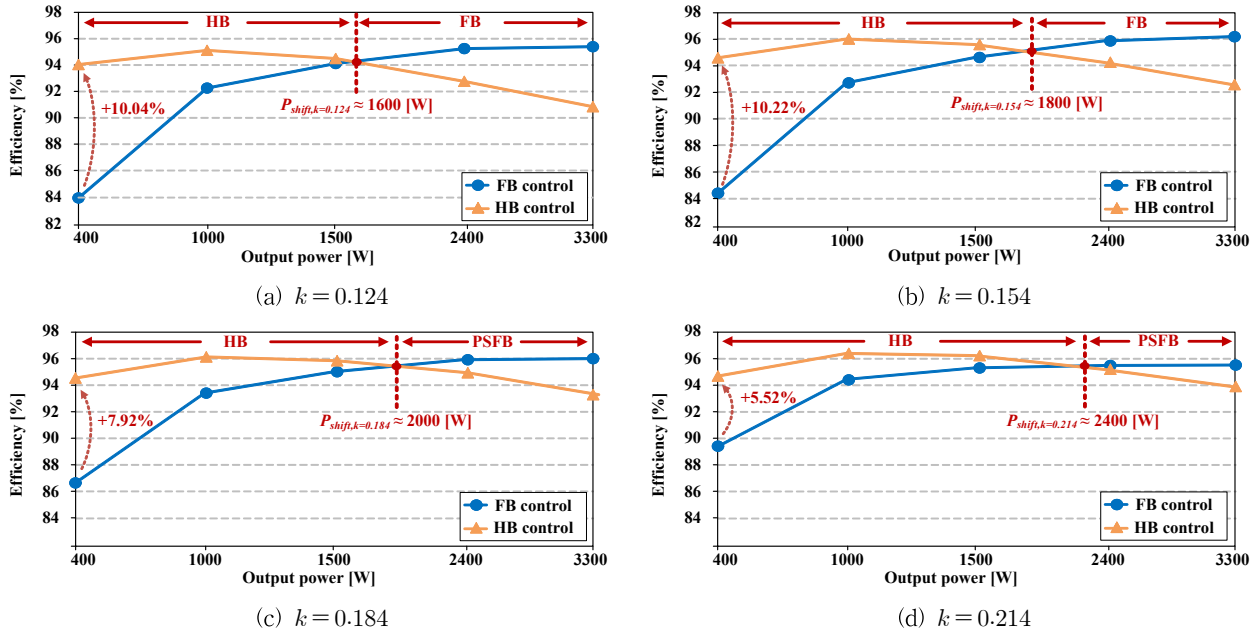


Fig. 9. Efficiency graphs of full bridge and half bridge control in accordance with the coupling coefficients and the output power.

탕으로 선정된 각 결합계수별 부하에 따른 제어 전환점  $P_{shift,k}$ 를 나타낸다.

### 3.4 제어 알고리즘 구현

그림 8은 출력 전압 분석을 통하여 선정된 결합계수에 따른 제어 전환점  $k_{shift}$ 와, 각 결합계수별 부하에 따른 효율 분석을 통하여 선정된 제어 전환점  $P_{shift,k}$ 를 바탕으로 구현한 FB-HB 제어의 알고리즘을 나타낸다. 그림 9에서 FB flag와 HB flag는 풀브릿지 인버터의 동작 상태를 나타내주는 변수이다. 시스템 동작 초기에는 결합계수 및 부하 조건이 불명확한데, 만약 결합계수와 부하가 모두 높은 상태에서 초기 동작을 한다고 가정하면 HB 제어로 동작 시 입·출력 전류가 크게 흘러 반도체소자의 전류 정격 초과 및 시스템 소손의 우려가 있다. 따라서 초기 조건을 FB flag=1, HB flag=0로 지정하여, 전체 결합계수 및 부하 영역에 대하여 사용 가능한 FB 제어로 초기 제어를 시작한다. 풀브릿지 인버터의 스위칭이 시작되고 송신패드에서 수신패드로 전력이 전달되면, 디지털 통신을 이용해 IPT 컨버터의 출력 전압  $V_{o,FB}$ 를 계측하고 결합계수를 추정한다. 결합계수 추정값  $k_{est}$ 가  $k_{shift}$ 보다 작으면 전체 부하 조건에서 FB 제어로 동작하며,  $k_{shift}$ 보다 크다면 부하 조건에 따라서 HB 제어로 전환이 가능하다. 출력 전압과 전류를 통해 계산한 IPT 컨버터의 출력  $P_{oi}$ 가  $P_{shift,k}$ 보다 크다면 FB 제어를 그대로 유지하고,  $P_{shift,k}$ 보다 작다면 HB 제어를 적용한다. 이로써 한 사이클의 제어가 종료되게 된다. 만약, IPT 컨버터가 HB 제어로 동작하고 있는 상태에서 새로운 제어 사이클이 시작되면 HB 제어 시 계측된

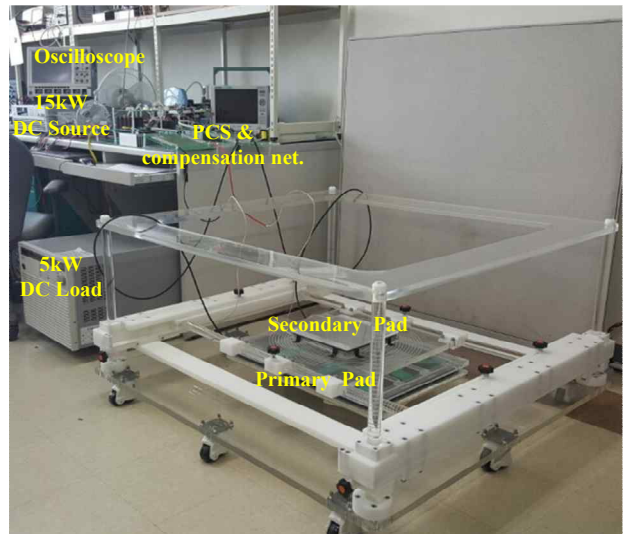


Fig. 10. 3.3kW IPT converter test bed.

출력 전압  $V_{o,HB}$ 에 제어기 내부적으로 두 배를 곱해주고, 그 값을 FB 제어 시 사용되었던 결합계수 계산식에 동일하게 적용하여 결합계수를 추정한다.

### 3.5 제어 방식에 따른 효율 비교

그림 9는 손실 분석 결과를 바탕으로 한, IPT 컨버터의 제어 방식별 결합계수 및 부하에 따른 효율 그래프를 나타낸다. 경부하 영역에서 FB 제어 대신 HB 제어를 적용하면, 결합계수 조건에 따라 400W에서의 효율이 최대 10.22%, 평균 8.43% 상승하는 것을 이론적인 분석을 통해 확인하였다.

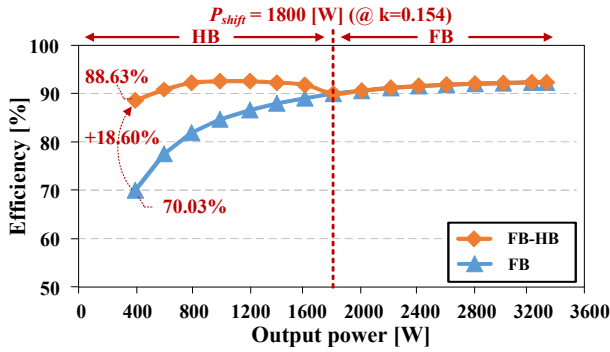
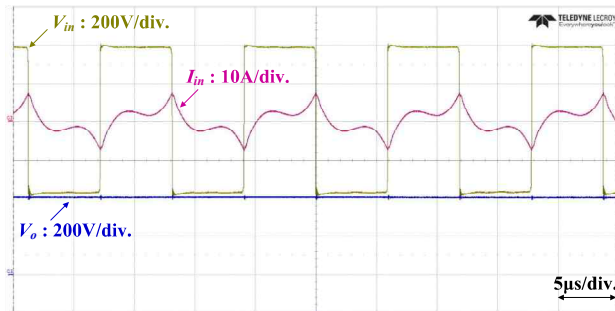
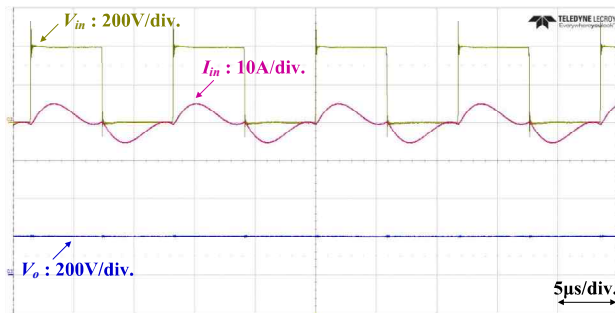


Fig. 11. Efficiency of the IPT converter with FB and FB-HB control at  $k=0.154$ .



(a) FB control



(b) HB control

Fig. 12. Waveforms of the IPT converter with FB and HB control at  $k=0.154$ .

#### 4. 실험 결과

그림 10은 전기자동차 충전용 3.3kW급 IPT 컨버터의 테스트 베드를 나타낸다. 그림 11은  $k=0.154$ 인 결합계수 조건에서 IPT 컨버터에 FB 제어만을 적용한 경우와 FB-HB 제어를 적용한 경우의 부하에 따른 효율 곡선을 나타낸다. 효율 측정은 400W부터 3300W까지 200W 단위로 진행하였다. FB-HB 제어 적용 시 400W에서의 효율은 88.63%로 나타나는 것을 확인하였다. 이는 기존의 FB 제어 시 400W에서의 효율인 70.03%보다 18.6% 개선된 값이다. 그림 12는 IPT 컨버터가 400W를 출력

할 때 공진 네트워크 입력 전압과 입력 전류, 그리고 IPT 컨버터의 출력 전압을 제어 방식에 따라 나타낸 것이다. HB 제어를 적용하면 FB 제어 대비 입력 전압 및 출력 전압이 절반으로 감소하는 것을 확인할 수 있다.

#### 5. 결론

본 논문에서는 IPT 컨버터의 출력 전압 제한 및 고효율 운전을 위하여 위상 천이 폴브릿지 제어와 하프브릿지 제어를 결합한 제어 방식을 제안하였다. 제어 방식별 동작 영역 선정을 위하여, 결합계수의 변동에 따른 출력 전압을 분석하고 결합계수에 따라 하프브릿지 제어로 전환 가능한 제어 전환점을 선정하였다. 선정한 결합계수 조건에 대하여 각각 폴브릿지 제어와 하프브릿지 제어의 부하에 따른 손실 분석을 수행하였으며, 분석 내용을 바탕으로 폴브릿지-하프브릿지 제어의 알고리즘을 구현하였다. 또한 제어 방식별 결합계수 및 부하에 따른 이론적인 효율 분석을 통하여 경부하 영역에서 폴브릿지 제어 대신 하프브릿지 제어를 적용하면 효율 증대가 가능하다는 것을 확인하고, 이를 실제 3.3kW IPT 컨버터에 적용하여 실험을 통해 검증하였다.

본 연구는 2016년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 에너지인력양성 사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다.  
(No. 20164030200980)

#### References

- [1] W. Chwei-Sen, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol. 52, No. 5, pp. 1308-1314, Oct. 2005.
- [2] Z. U. Zahid, Z. Cong, C. Rui, W. E. Faraci, L. Jih-Sheng, M. Senesky, et al., "Design and control of a single-stage large air-gapped transformer isolated battery charger for wide-range output voltage for EV applications," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pp. 5481-5487, 2013.
- [3] M. A. Kim, H. P. Park, and J. H. Jung, "Design methodology of 500 W wireless power transfer converter for high power transfer efficiency," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 21, No. 4, pp. 356-363, Aug. 2016.
- [4] G. A. Covic and J. T. Boys, "Inductive power transfer," *Proc. IEEE*, Vol. 101, No. 6, pp. 1276-1289, Jun. 2013.
- [5] X. Qu, H. Han, S. C. Wong, C. K. Tse, and W. Chen, "Hybrid IPT topologies with constant current or

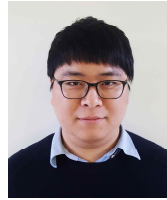
constant voltage output for battery charging applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 11, pp. 6329-6337, Nov. 2015.

- [6] D. G. Woo, "Optimal design and control strategy of inductive power transfer charging system for electric vehicles," Ph.D. dissertation, Dept. Electron., Elect. & Comput. Eng., Sungkyunkwan Univ., Suwon, Korea, 2016.
- [7] M. K. Kim, D. M. Joo, D. G. Woo, and B. K. Lee, "Counterplan of output voltage variation in accordance with coupling coefficient increase for LCCL-S compensation network IPT system," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 1-2, Nov. 2015.
- [8] R. Mecke and C. Rathge, "High frequency resonant inverter for contactless energy transmission over large air gap," in *Proc. IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, Vol. 3, pp. 1737-1743, Jun. 2004.
- [9] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navarro, and J. Acero, "Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 2, pp. 461-469, Mar. 2004.
- [10] Y. M. Jeong, S. H. Ryu, D. H. Kim, and B. K. Lee, "Hybrid operation algorithm of LLC DC-DC converters for efficiency improvement," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 301-302, Jul. 2013.
- [11] M. K. Kim, D. G. Woo, B. K. Lee, N. J. Kim, and J. S. Kim, "Loss analysis of power conversion equipment for efficiency improvement," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 1, pp. 80-90, Feb. 2014.



### **안상준(安相俊)**

1991년 1월 1일생. 2016년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석박통합과정.



### **주동명(朱東明)**

1988년 10월 9일생. 2011년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2017년 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(공학박).



### **김민국(金啟局)**

1985년 9월 13일생. 2012년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석박통합과정.



### **이병국(李秉國)**

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공학박). 2002년~2003년 Postdoctoral Research Associate, Texas A&M University. 2003년~2005년 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 선임연구원(팀장). 2006년~현재 성균관대 정보통신공학부 교수. 2004년~현재 IEEE Senior Member, IEEE VPPC2012 조직위원장. 2016년~현재 국제전기기술위원회 (IEC) 적합성평가위원회 (CAB) 이사. 당 학회 총무이사.