

Semi-bridgeless 정류기를 사용한 IPT 시스템의 PDM 제어 적용에 따른 출력특성 분석 및 시스템 설계

이재한, 손원진, 안상준, 이병국[†]
 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과

Output Characteristic Analysis and Design of IPT System with Semi-Bridgeless Rectifier Applying PDM Control

Jae Han Lee, Won Jin Son, Sangjoon Ann, Byoung Kuk Lee[†]
 Department of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University

ABSTRACT

본 논문에서는 inductive power transfer (IPT) 시스템 2차측 semi bridgeless 정류기에 pulse density modulation (PDM) 제어를 적용하기 위한 시스템 설계 방안을 제안한다. LCCL S 토폴로지를 사용한 IPT 시스템에 PDM 제어를 적용하였을 때 나타나는 출력특성을 기존의 SS 토폴로지를 사용한 시스템의 출력특성과 비교·분석한다. 분석 결과를 바탕으로, 실제 전기자동차 배터리 충전사양을 고려하여 3.3 kW 급 IPT 시스템을 설계하고 설계 결과를 시뮬레이션을 통해 검증한다.

1. 서론

Inductive power transfer (IPT) 시스템은 코일의 자기 유도 현상을 활용하여 무선으로 전력을 전송하는 시스템으로, 하나의 코어를 공유하여 자속을 안정적으로 전달하는 변압기와는 달리 공기를 통해서 자속을 전달하기 때문에 넓은 공극에 의해 누설 인덕턴스가 크게 나타나는 특징이 있다. 따라서 송수신 코일에는 누설 인덕턴스를 보상하기 위한 공진 네트워크를 연결한다. 공진 네트워크 구조로는 공진 커패시터와 인덕터의 연결 방식에 따라 SS, LCL S, LCCL S 등으로 있으며 각 구조별로 출력특성이 다르게 나타난다^[1]. 기본적인 SS 토폴로지의 경우 구성이 간단하고 2차측에 부하변동과 무관한 전류가 흐르는 정전류 특성을 갖지만 출력전압이 부하에 따라 변하기 때문에 부하가 일정하지 않은 경우 부하의 변화에 대한 별도의 제어가 필요하다는 단점이 있다. 반면 LCL S 토폴로지의 경우 출력전압이 부하변동에 영향을 받지 않는 정전압 특성을 갖기 때문에 출력전압의 제어가 안정적이고 용이하다는 장점이 있다. LCL S 토폴로지의 송신코일에 직렬 커패시터를 추가한 LCCL S 토폴로지의 경우, 추가된 커패시터의 용량에 따라 송신패드 전류의 크기를 조절할 수 있고 직렬 커패시터로 인해 송신패드 전류의 DC offset을 제거할 수 있기 때문에 본 논문에서는 LCCL S 토폴로지를 기준으로 분석을 진행한다.

일반적인 IPT 시스템의 수신측 회로는 수신 코일 및 2차측 공진 네트워크, 다이오드 정류기, 그리고 배터리 충전 제어를 위한 DC DC 컨버터로 구성되는데, 이 중에서 다이오드 정류기와 DC DC 컨버터 대신 semi bridgeless 정류기를 사용하면 정류 동작과 배터리 충전 제어를 동시에 수행할 수 있어 회로 구성에 필요한 전력반도체 소자의 수가 감소하고 효율 개선이 가능하다^[2]. 그러나 semi bridgeless 정류기에서 충전 제어를

위해 duty를 제어하는 기존의 방식은 2차측 공진 전류의 peak 부근에서 스위칭 동작이 이루어지기 때문에 스위칭 손실이 크게 나타나는 단점이 있다.

따라서 본 논문에서는 semi bridgeless 정류기의 스위칭 손실 저감을 위하여 pulse density modulation (PDM) 제어의 적용을 제안한다. PDM 제어를 적용하면 정류기의 pole 전압과 전류가 0인 시점에 스위칭하기 때문에 zero voltage switching (ZVS), zero current switching (ZCS)이 가능하여 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다^[3]. PDM 제어 방식을 SS 토폴로지에 적용한 IPT 시스템에서는 pulse density에 따라 강압 동작을 하는 특징이 있는데 공진 네트워크의 구조가 바뀌면 출력특성 또한 변하게 되므로 본 논문에서는 LCCL S 토폴로지를 적용한 IPT 시스템에 대하여 semi bridgeless 정류기의 PDM 제어에 따른 특성 변화를 수식적으로 분석한다. 분석 결과를 바탕으로 시스템을 설계하고 시뮬레이션을 통하여 검증한다.

2. 공진 네트워크에 따른 PDM 제어 분석

2.1 PDM 제어 방식

Semi bridgeless 정류기의 PDM 제어는 일정 구간에서 하단의 스위치를 모두 ON 시켜 정류기의 pole을 단락시킴으로써 pole 전압 pulse의 density를 조절하여 출력을 제어한다. 그림 1은 스위치의 상태 및 공진 전류의 방향에 따른 동작 모드를 나타낸다. 스위치가 ON 되는 모드 1, 2구간에서는 정류기의 pole이 단락되어 등가저항 $R_{o,ac}$ 가 0인 상태로 등가화 할 수 있

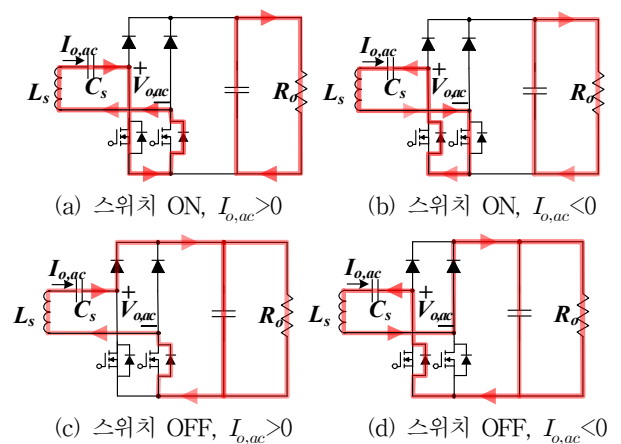


그림 1. PDM 제어 시 동작 모드
 Fig. 1. Operating mode of PDM control.

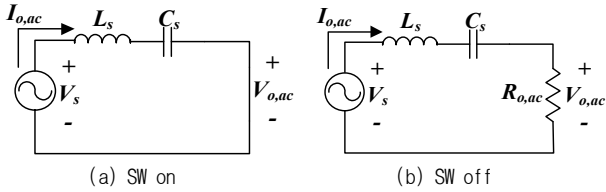


그림 2. PDM 제어 적용에 따른 LCCL-S 토폴로지의 2차측 등가회로
Fig. 2. Secondary equivalent circuit of LCCL-S topology according to application of PDM control.

고, 스위치가 OFF되는 모드 3, 4 구간에서는 다이오드 정류기로 동작하여 출력단에 $R_{o,ac}$ 가 나타난다. 따라서 공진주기보다 길게 선정된 T_{PD} 에 대하여, T_{PD} 내에 존재하는 전체 공진 pulse의 숫자 대비 단락시키는 공진 pulse의 수를 D_a 로 정의하면 PDM 제어 시 T_{PD} 구간에서의 평균 출력 증가저항 $R'_{o,ac}$ 은 식 (1)과 같이 나타난다.

$$R'_{o,ac} = (1 - D_a)R_{o,ac} \quad (1)$$

2.2 SS 토폴로지의 PDM 제어

SS 토폴로지는 수신코일 전류가 부하변화에 무관하게 일정하기 때문에 PDM 제어에 의하여 $R_{o,ac}$ 가 감소하더라도 출력 전류의 크기는 일정하게 유지되는 반면 출력전압은 감소하여 PDM 제어 시 출력전력 P'_o 가 식 (2)와 같이 나타난다^[3].

$$P'_o = (1 - D_a)P_o \quad (2)$$

2.3 LCCL-S 토폴로지의 PDM 제어

LCCL S 토폴로지는 일정한 1차측 전류에 의해 2차측에 유기되는 전압이 일정한 교류 전압으로 나타나기 때문에 2차측 등가회로를 그림 2와 같이 일정한 교류 전압원을 갖는 직렬공진회로로 나타낼 수 있다^[1]. PDM 제어의 스위치 ON 구간 등가 회로는 그림 2(a)와 같으며 일반적인 boost 컨버터의 스위치 ON 구간과 동일하게 공진전류가 상승한다. 그림 2(b)는 스위치 OFF 구간 등가회로를 나타내며 OFF 구간에서 부하에 에너지를 전달하기 때문에 공진 전류의 크기는 감소한다. 이와 같은 동작에 의해 PDM 제어를 적용한 LCCL S 토폴로지의 출력전압은 boost 컨버터와 동일하게 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_o = \frac{V_{o,ac}}{1 - D_a} \quad (3)$$

3. PDM 제어를 적용한 IPT 시스템 설계 및 시뮬레이션

그림 3은 LCCL S 토폴로지 및 semi bridgeless 정류기를 사용한 3.3 kW IPT 시스템을 나타낸다. 회로 설계 시에는 실제 전기차 배터리의 충전을 고려하여 송수신 패드의 이격에 의한 결합계수 $k=0.083$ 0.215 범위 내에서 배터리 충전을 위한 출력전압 조건 $V_o=240$ 410 V를 충족하도록 설계한다. LCCL S 토폴로지에서는 PDM 제어를 적용할 경우 출력전압이 상승되므로 회로 설계 시 2차측 semi bridgeless 정류기가 스위칭

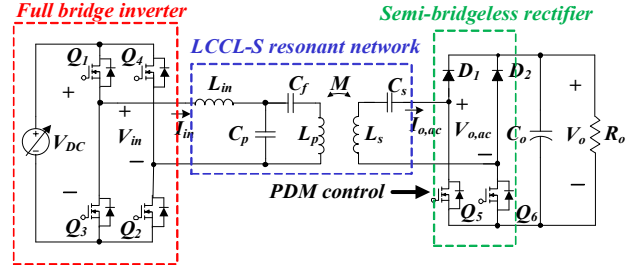


그림 3. LCCL-S 공진 네트워크와 semi-bridgeless 정류기를 적용한 3.3 kW IPT 시스템

Fig. 3. 3.3 kW IPT system with LCCL-S resonant network and semi-bridgeless rectifier.

동작 없이 정류기로 동작 할 때의 초기전압을 240 V보다 작게 설계하여야 한다. 그러나 LCCL S 토폴로지에서는 2차측의 초기전압은 결합계수에 비례하기 때문에, DC link 전압을 일정하게 유지하면서 최대결합계수 조건 $k=0.215$ 에서 초기전압이 240 V 이하가 되도록 설계한다면 최소결합계수 조건 $k=0.083$ 에서는 결합계수의 변화에 의해 초기전압이 92.65 V 이하로 감소하게 된다. 배터리 충전전압의 범위가 240 410 V이므로, 92.65 V의 초기전압으로 최대 충전전압 410 V를 출력하기 위해서는 4.4배 이상의 승압이 요구되고 이에 따라 공진 전류 또한 상승하여 2차측 공진 네트워크에 과도한 전류가 흐르게 된다. 따라서, 이를 방지하기 위해 결합계수 변동에 따른 초기전압 차이를 최소화하는 방안으로 DC link 전압 가변이 필요하다. 이때, DC link 전압의 변동 범위는 PFC 회로의 역할 및 효율을 고려하여 200 420 V로 선정하였다. 이 경우, DC link 전압의 가변 범위가 결합계수의 범위에 비하여 작기 때문에 최대결합계수에서의 초기 출력전압이 항상 크게 나오게 되므로, 설계 시에는 이 점을 고려하여 최대결합계수에서의 전압이 240 V보다 작도록 설계를 진행해야 한다. 따라서 본 논문에서는, 결합계수 $k=0.083$ 0.215 조건에서 DC link 전압은 200 420 V로 제어하고, 초기전압은 최소결합계수 조건일 때 180 V, 최대결합계수 조건일 때 221 V가 출력되도록 공진 네트워크를 설계하였다. 표 1은 시스템 사양 및 공진 네트워크의 파라미터 설계 값을 나타낸다.

그림 4는 설계 회로의 검증을 위한 PSIM 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 4(a), (b)는 최소결합계수 조건에서 출력전압을 240 V, 410 V로 제어할 때의 $V_{o,ac}$ 와 $I_{o,ac}$ 의 파형을 나타내며, 그림 4(c), (d)는 최대결합계수 조건에서의 파형을 나타낸다. LCCL S 토폴로지에 PDM 제어 적용 시 스위치가 ON 상 표 1 시스템 사양 및 공진 네트워크 설계값

Table 1 System specifications and design parameter of resonant network

parameter	value	unit
결합계수	k	0.083 0.215
DC link 전압	V_{DC}	200 420 [V]
수신부 코일 자기 인덕턴스	L_s	75.584 [uH]
수신부 보상 커패시터	C_s	46.384 [nF]
송신부 코일 자기 인덕턴스	L_p	455.19 [uH]
송신부 보상 커패시터	C_p	97.593 [nF]
송신부 입력 공진 인덕턴스	L_{in}	35.92 [uH]
송신부 필터 커패시터	C_f	8.362 [nF]
출력부하	P_o	3300 [W]

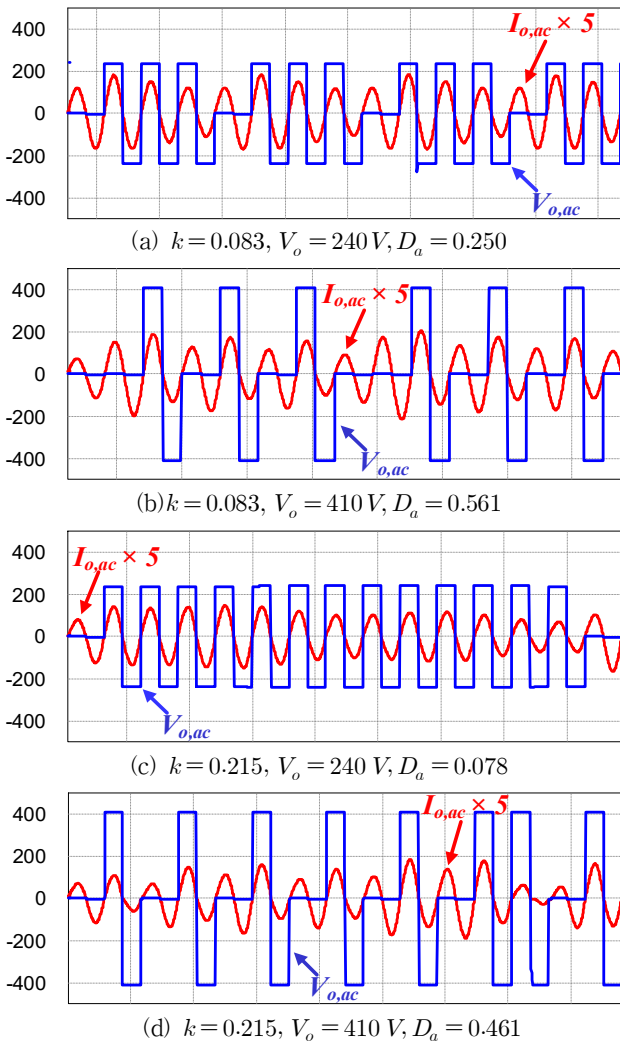


그림 4. PDM 제어 시 2차측 회로 전압, 전류 파형 ($P_o = 3.3kW$)
Fig. 4. Waveforms of voltage and current on secondary circuit.

태에서 공진 전류의 peak가 증가하기 때문에 스위치의 상태가 ON으로 유지되는 시간이 길어지게 되면 전류 ripple이 증가하게 되므로, ripple 저감을 위하여 T_{PD} 구간 내에서 스위치의 상태를 고르게 분배하여 전류의 ripple을 조절한다. 이 경우, 스위칭 횟수가 증가하며 스위치에 인가되는 스위칭 신호를 제어하는 것이 복잡해진다는 단점이 있으나 ripple이 감소함에 따라 회로 동작의 안정성이 증가한다는 장점이 있다. 또한 PDM 제어를 통해 출력전압을 제어하였을 때, 2차측의 전압 및 전류가 동일한 위상을 유지하고 있기 때문에 스위치 ON/OFF 시점의 전류 혹은 전압이 0이 되어 ZVS 혹은 ZCS 동작이 이루어지는 것을 확인하였다.

그림 5는 D_a 에 따른 출력전압의 변화를 나타낸 그래프이다. 설계한 시스템의 시뮬레이션 결과와 이론상 계산값을 비교하였을 때, 그 값이 유사하여 출력전압의 그래프가 boost 컨버터의 전압 이득 곡선과 같이 나타내게 된다. 그림 5(a)에서는 최소결합계수 조건에서 D_a 값에 따른 출력전압의 변화를 나타낸 그래프이고, 그림 5(b)의 경우 최대결합계수 조건에서 D_a 값에 따른 출력전압의 변화를 나타낸 그래프이다. 결합계수에 따른 초기

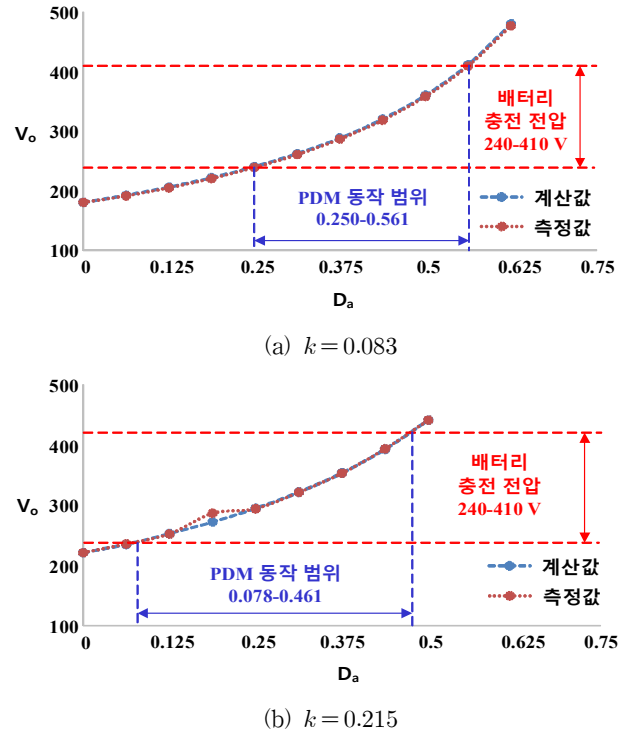


그림 5. Pulse density에 따른 출력 전압 ($P_o = 3.3kW$)

Fig. 5. Output voltage according to change of pulse density.

전압의 차이는 존재하지만 승압비를 조절하여 전 결합계수에 대하여 $D_a=0.078-0.561$ 범위에서 출력전압 조건 240-410 V에 해당하는 출력전압의 제어가 가능함을 확인하였다.

4. 결론

본 논문에서는 semi bridgeless 정류기를 사용한 IPT 시스템의 스위칭 손실을 저감할 수 있는 PDM 제어를 적용하기 위하여, 공진 네트워크 구조에 따라 달라지는 PDM 제어의 출력 특성을 비교, 분석하였다. 분석 결과를 토대로, 전기차 배터리 충전사양을 고려하여 위한 LCCL S 토폴로지와 PDM 제어를 적용한 IPT 시스템을 설계하였으며 설계 결과를 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

참고 문헌

- [1] D.G. Woo, "Optimal Design and Control Strategy of Inductive Power Transfer Charging System for Electric Vehicles", Ph.D dissertation, Dept. of Elect. and Comput. Eng., Sungkyunkwan Univ., Suwon, 2016.
- [2] K. Colak, E. Asa, M. Bojarski, D. Czarkowski, O.C. Onar, "A Novel Phase Shift Control of Semibridgeless Active Rectifier for Wireless Power Transfer", IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 11, pp. 6288-6297, Nov. 2015.
- [3] M. Fan, L. Shi, "A Novel Pulse Density Modulation with Semi bridgeless Active Rectifier in Inductive Power Transfer System for Rail Vehicle", CES Trans. on Elect. Mach. and Syst., vol. 1, no. 11, pp. 397-404, Dec. 2017.