

Semi-bridgeless 정류기를 적용한 IPT 시스템의 PDM 제어에 따른 전류 리플 저감을 위한 공진 네트워크 설계

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

Resonance Network Design for Current Ripple Reduction in IPT System with Semi-Bridgeless Rectifier Applying PDM Control

Jae Han Lee, Won-Jin Son, Sangjoon Ann, Jongeun Byeun, and 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 적용하였을 때 1차측에 나타나는 영향을 최소화하기 위한 공진 네트워크 설계 방안을 제안한다. PDM 제어를 적용하였을 때 2차측 전류 리플이 증가하는 문제를 해결하기 위해 2차측 수신 인덕턴스를 증가시킴으로써 전류 리플을 저감하여 1차측 영향을 최소화한다. 이를 위해 적절한 설계 조건을 구하는 방안에 대하여 제시하고, 방안의 적용에 따른 1차측 영향을 시뮬레이션을 통해 분석한다.

1. 서론

최근 inductive power transfer (IPT) 시스템의 고밀도, 고효율화를 위해 2차측에 dc-dc 컨버터 대신 semi-bridgeless 정류기를 적용한 배터리 충전 제어 연구가 활발히 진행되고 있다^[1]. 이러한 semi-bridgeless 정류기의 배터리 충전제어 기법에는 크게 pulse width modulation (PWM) 기법과 pulse density modulation (PDM) 기법이 있다. PWM 기법은 그림 1(a)와 같이 모든 스위칭 동작이 하드 스위칭으로 이루어지기 때문에 스위칭 손실이 크게 발생하여 효율 저하를 유발한다. 반면 PDM 기법의 경우, PWM 기법과 달리 그림 1(b)와 같이 전압 및 전류가 0인 시점에서 스위치를 동작시킴으로써 소프트스위칭을 하기 때문에 스위칭 손실을 최소화할 수 있어 고효율 동작을 가능하게 한다. 그러나 PDM 기법을 사용할 경우 그림 1에 나타난 것과 같이 스위치의 on, off 구간의 길이가 PWM 방식에 비해 상대적으로 길어지기 때문에 수신측 공진 회로에 저장되는 공진 에너지의 증감폭이 커져 공진 전류의 리플이 증가하게 된다. 이러한 전류 리플의 증가는 1차측에 입력 전류를 변형시켜 인버터의 ZCS 동작을 유발하고 역회복 전류를 발생시키기 때문에 이러한 리플을 최소화하는 방안이 요구된다^[2].

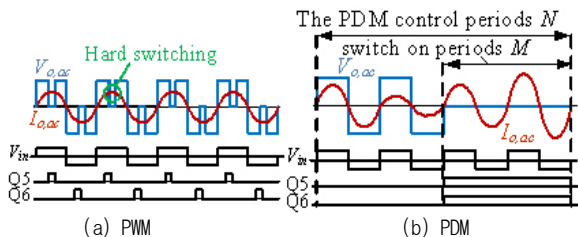


그림 1. PWM 및 PDM 적용 시 전압, 전류 파형
 Fig. 1. The waveforms of current and voltage applying PWM or PDM control.

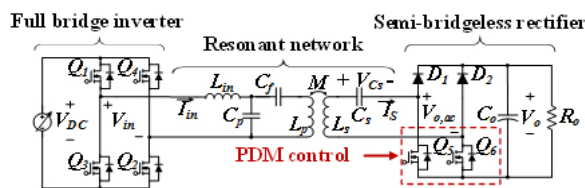


그림 2. IPT 시스템 회로도
 Fig. 2. The circuit diagram of IPT system.

따라서 본 논문에서는 semi-bridgeless 정류기의 PDM 제어에 의한 2차측의 전류 리플이 1차측에 미치는 영향을 최소화하기 위한 설계 방안을 제안한다. 이를 위해 2차측 전류 리플을 감소시키기 위한 방법을 제시하고, 이를 적용하였을 때 나타나는 파라미터의 변화를 분석하여 전류 리플 저감에 가장 적합한 설계 방안을 도출한다.

2. PDM 제어를 위한 시스템 분석

그림 2는 정전압 특성을 갖는 IPT 시스템의 회로도를 나타낸다. 이러한 정전압 특성에 의해 IPT 시스템의 2차측은 등가 전압원이 나타나므로, 2차측 공진 에너지가 스위치 on 구간에서 상승하고 스위치 off 구간에서 감소하는 방식으로 출력을 제어하게 된다^[3]. 이러한 회로에 PDM 제어를 적용 하였을 때 2차측 전압, 전류 및 공진에너지의 양상이 그림 3과 같이 나타난다. 이 때 공진 에너지는 인덕터에 저장된 에너지와 커패시터에 저장된 에너지의 합으로 구하였으며, 스위치 동작에 따라 공진 에너지의 기울기가 변화하여 스위치 on 구간이 끝날 때 고점에 도달하고 스위치 off 구간이 끝날 때 저점에 도달하게 된다. PDM 동작에서 스위치 on, off 시점의 공진 전류 크기는 항상 0이기 때문에 공진 에너지는 커패시터 전압이 peak 일 때 전압의 제공에 비례하게 되어 공진 커패시터 전압의 절대값 peak가 공진 에너지와 유사하게 나타난다. 따라서 공진 커패시

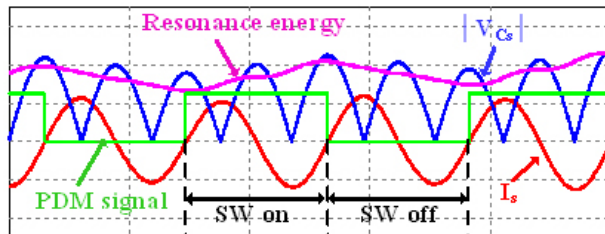


그림 3. PDM 제어에 따른 전압, 전류 및 공진에너지
 Fig. 3. Waveforms of voltage, current and resonance energy according to PDM control.

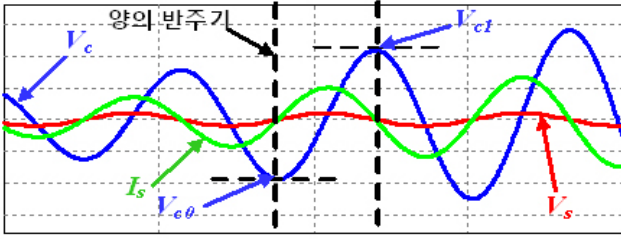


그림 4. 유도 전압원에 의한 2차측 파형
Fig. 4. Waveforms of secondary side by induced voltage source.

터 전압 또한 스위치 on 구간에서 증가하고 off 구간에서 감소하여 그림 4와 같이 나타난다. 그림 4의 \$V_s\$는 스위치 on 구간에서 2차측에 유도되는 전압을 나타내고, \$V_{c1}\$ 및 \$V_{c0}\$은 공진 에너지의 상승에 따라 증가하는 커패시터 전압의 peak값을 나타낸다. 이 때 커패시터 전압 peak의 증가량은 다음의 수식을 통해 도출할 수 있다.

$$V_s = V_{Ls} + V_{Cs} \quad (1)$$

$$\int_0^\pi V_s dt = \int_0^\pi V_{Ls} dt + \int_0^\pi V_{Cs} dt \quad (2)$$

그림 4에서, 공진 네트워크의 유도 전압이 양의 반주기일 때 처음과 끝에서 전류의 크기가 0으로 유지되므로 인덕터 전압의 적분값은 0이다. 또한 해당 구간에서 커패시터 전압의 적분값은 peak가 \$V_{c1}\$일 때의 적분값과 \$V_{c0}\$일 때의 적분값의 차로 나타난다. 따라서 이를 고려하면 식 (2)가 다음과 같이 나타난다.

$$\int_0^\pi V_s \cos t dt = \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_{Cs1} \sin t dt - \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_{Cs0} \sin t dt \quad (3)$$

$$2V_s = V_{Cs1} - V_{Cs0} \quad (4)$$

이 때 \$V_{Cs0}\$은 양의 반주기가 시작될 때 커패시터 전압의 크기이고, \$V_{Cs1}\$은 양의 반주기가 끝날 때 커패시터 전압의 크기이므로 식 (4)는 양의 반주기 동안 공진 커패시터 전압 peak의 증가폭을 나타낸다. 식 (4)는 음의 반주기에서도 동일하게 나타나기 때문에 커패시터의 공진 전압의 peak값은 LC 소자의 파라미터와 무관하게 등가 전압원 \$V_s\$의 크기에 따라 매 주기마다 일정한 값만큼 상승하게 된다. 또한, PDM 제어에서 스위치 ON 구간의 길이는 승압 비율에 따라 결정되므로 공진 전압 peak의 증가폭은 2차측에 등가되는 전압원의 크기와 PDM 제어의 승압 비율에 따라 결정된다. 따라서 공진 전압의 증가폭은 기존 공진 전압의 크기와 무관하게 일정하므로, 공진 전압 peak의 평균값을 증가시킨다면 스위치 on, off에 따른 공진 전압 peak의 변화 비율을 낮출 수 있다. 앞서 나온 것과 같이 공진 전압 peak를 통해 공진 에너지를 구할 수 있고, 이는 공진 전류의 peak와도 동일하기 때문에 이에 대한 식을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$W = \frac{1}{2} Li^2 + \frac{1}{2} Cv^2 = \frac{1}{2} L I_{peak}^2 = \frac{1}{2} C V_{peak}^2 \quad (5)$$

$$I_{peak} = \sqrt{\frac{C}{L}} V_{peak} = \frac{V_{peak}}{Z_0} \quad (6)$$

따라서 공진 전압 peak의 변화율이 감소하면 공진 전류의

peak 또한 감소하게 된다. 공진 전류의 peak의 변화율이 크면 1차측의 입력 전류가 불안정해지는 현상이 나타나기 때문에 공진 전압의 변화율을 낮추기 위해 공진 전압의 평균값을 높게 유지할 필요가 있는데, 2차측 공진 회로에서 공진 전류의 평균값은 출력 전압과 출력 부하에 따라 결정되므로 공진 전압의 평균값을 높이기 위해서는 식 (6)에서 2차측 LC의 특성 임피던스를 높여야 한다. 이 때 2차측 회로의 공진주파수를 일정하게 유지할 경우, 공진 전압의 증가는 수신 인덕턴스 \$L_s\$의 증가를 통해 이루어진다.

3. 시스템 설계

3.1 공진 네트워크 설계

2.1절에서 설명한 것과 같이 수신 인덕턴스 \$L_s\$를 증가시킬수록 2차측 공진 전압의 평균값이 증가하여 공진 전압의 변화율을 낮출 수 있지만, 수신 인덕턴스 \$L_s\$를 증가시켜 2차측의 특성 임피던스를 증가시키면 주파수 변화에 의한 2차측 임피던스의 변화율이 증가하게 된다. 이는 1차측에 반사된 등가 임피던스에도 동일한 영향을 미치기 때문에, 수신패드의 인덕턴스 증가는 공진점이 둘 이상으로 발생하는 bifurcation 현상을 유발할 수 있다^[4].

bifurcation 현상이 발생할 경우 기존 임피던스 위상이 공진 주파수를 기준으로 명확하게 구분되었던 것과는 다르게, 다수의 공진점에 의해 주파수에 따른 위상 변화가 복잡해지기 때문에 임피던스의 위상제어를 통한 1차측 ZVS 구현이 어려워진다. 따라서 수신 인덕턴스의 크기는 bifurcation 현상이 발생하지 않는 범위 내에서 결정되어야 한다. 기본적으로 bifurcation 현상은 다양한 조건에 의해서 발생하기 때문에 이에 대한 \$L_s\$값을 수식적으로 특정하기는 어려우나, 2차측에 유도되는 전압의 크기가 클수록 동일 부하에서 저항의 크기가 증가하기 때문에 2차측 부하 Q-factor가 감소하게 되어 주파수 변화에 따른 2차측 임피던스의 변화가 상대적으로 작게 나타난다. 이에 따라 2차측 유도 전압의 크기가 증가할수록 bifurcation이 발생하는 수신 인덕턴스의 제한 값이 증가한다. 또한 유도 전압의 크기가 증가하게 되면 동일한 출력 전압을 구현할 때 승압 비율이 달라지게 되는데, PDM 제어에서는 승압 비율이 달라지면 공진 에너지의 상승 구간 및 하강 구간의 분배 순서가 복잡해지기 때문에 리플의 크기가 승압 비율에 비례하지 않고 상이하게 나타나게 된다. 따라서 본 논문에서는 유도 전압에 따른 리플 변화를 분석하기 위해 표 1의 시스템 파라미터를 고려하여 유도 전압의 크기에 따른 \$L_s\$의 최대값을 선정하였다. 전기 자동

표 1 IPT 시스템 사양
Table 1 Specifications of IPT System.

Parameter	Value	Unit
결합계수 \$k\$	0.083	-
DC-link 전압 \$V_{DC}\$	420	[V]
최종 출력 전압 \$V_o\$	410	[V]
동작 주파수 \$f_{sw}\$	85000	[Hz]
출력부하 \$P_o\$	3300	[W]

표 2 수신 인덕턴스 설계값
Table 2 Design parameter of Secondary coil inductance.

Parameter	Value	Unit
승압비	1.8 1.9 2.0 2.1 2.2 2.3 2.4 2.5	-
\$V_s\$	1640 1708 1783 1864 1952 2050 2158 2278	[V]
\$L_s\$	181.4 1965 2116 2305 2494 271.1 3023 340.1	[uH]

차 충전은 위한 충전전압은 배터리 셀의 전압을 고려하여 240 - 410 [V] 으로 선정하였고, 승압 비율이 가장 높은 410 [V] 출력을 기준으로 하여 유도 전압의 최대값을 240 [V] 이하에서 bridgeless 정류기의 최대 승압비율을 2.5배로 제한한 후 410 [V]를 구현하기 위한 승압비율을 0.1단위로 조절해가며 L_s 의 최대값을 비교한 결과가 표 2와 같이 나타났다. 부하 조건은 IPT 표준 규격을 고려하여 3.3 [kW]를 기준으로 하였다.

선정된 파라미터를 토대로 시스템을 설계하였을 때, 2차측 공진 커패시터 전압의 peak값이 그림 5와 같이 나타난다. $V_{peak,avg}$ 는 PDM 동작 중 상승, 하강하는 커패시터 전압 peak의 평균이고, $V_{peak,min}$ 은 공진 전압의 peak가 가장 낮을 때의 값을 나타내며 그 차이를 $V_{peak,gap}$ 으로 표현하였다. 기본적으로 동일 부하 조건에서 전압이 증가하면 전류가 감소하여 커패시터 전압이 감소해야 하지만, L_s 증가에 따라 커패시턴스가 감소하였기 때문에 공진 전압이 증가하는 양상으로 나타났다. 이에 반해 $V_{peak,gap}$ 의 경우 PDM에 의한 스위칭 동작에 영향을 받게 되는데, 승압 비율이 정수가 아닌 경우 스위치 on 구간이 넓게 분포하여 비교적 불규칙적으로 나타나기 때문에 스위칭 주기가 길어진 상태에서는 그 값이 크게 나타났다. 반면 410 [V] 출력에 대해 2배의 승압비를 유지하는 205 [V] 조건에서는 한 번의 스위치 on 구간에 대한 상승값만이 반영되어 다른 출력전압에 비해 가장 낮은 값이 나타났다. 이에 따라, 2차측 Q-factor를 결정하는 L_s 의 값이 가장 큰 구간이 아닌에도 불구하고 출력전압을 205 [V]로 설계하였을 때 공진 에너지의 변화율이 가장 낮게 나타났고 이는 그림 6에서 확인할 수 있다. 따라서 PDM 제어를 적용할 때 공진 에너지의 변화율을 저감하기 위해서는 변화율이 가장 크게 나타나는 조건에 대하여 초기 전압 V_s 에 대한 승압 비율이 정수배가 될 수 있도록 유지하고 이때의 최대 L_s 값을 갖도록 설계해야 한다.

3.2 결과 검증 시뮬레이션

그림 6의 결과를 검증하기 위하여 공진 에너지의 변화율이 최대인 조건과 최소인 조건에 대해 시뮬레이션을 진행하였고

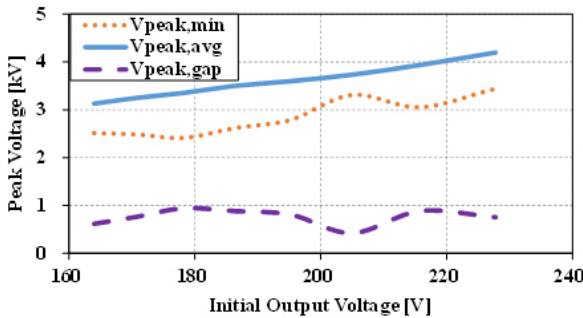


그림 5. 유도 전압에 따른 커패시터 전압
Fig. 5. Capacitor voltage according to induced voltage.

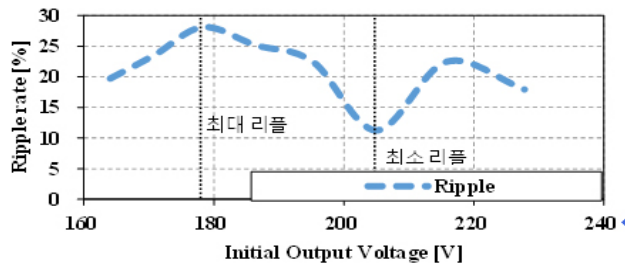
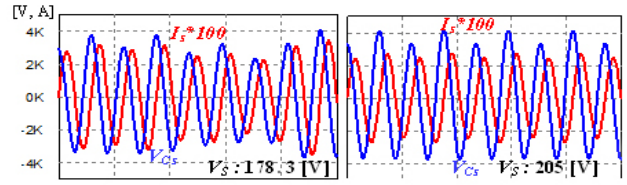
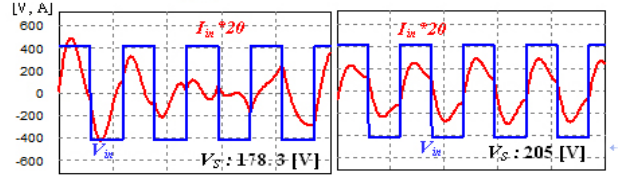


그림 6. 유도 전압에 따른 공진 에너지 변화율
Fig. 6. Change rate of resonance energy according to induced voltage.



(a) 2차측 커패시터 전압 및 전류 파형



(b) 1차측 입력 전류 및 전압 파형

그림 7. 공진 커패시터 전압 및 1차측 입력 전류

Fig. 7. Input current and resonance capacitor voltage.

그 결과를 그림 7에 나타내었다. 그림 7에서 좌측 파형은 유도 전압이 178.3 [V]일 때 파형을 나타내고, 우측 파형은 출력 전압이 205 [V]일 때 파형을 나타낸다. 둘을 비교한 결과, 2차측 커패시터 전압의 리플에 따라 1차측 입력 전류 파형이 크게 차이가 나는 것을 확인하였고, 리플률이 28%에 달하는 178.3 [V] 조건의 경우 1차측 인버터의 ZCS 동작을 유발하기 때문에 다이오드의 역회복 전류가 발생하는 것으로 확인하였다.

4. 결론

본 논문에서는 IPT 시스템의 2차측 semi-bridgeless 정류기에 PDM 제어를 적용하였을 때 1차측에 나타나는 리플을 최소화하기 위해 2차측 수신 인덕턴스 L_s 를 증가시키는 방안을 제안하였다. 이를 적용하기 위해, L_s 증가시에 발생할 수 있는 bifurcation 현상을 감안하여 L_s 의 최대값을 선정하였고, 각 출력 전압 별로 선정된 L_s 에 대하여 2차측 커패시터 전압의 리플을 비교하고, 공진 에너지의 변화율이 가장 높은 조건과 가장 낮은 조건을 선정하여 시뮬레이션을 진행하였다. 그 결과, 변화율이 가장 큰 조건에서 동작 시 입력 전류 파형이 크게 바뀌어 회로의 소손을 야기할 수 있음을 확인하였고, 최대 출력 전압에 대해 정수배의 승압비를 갖도록 설계하였을 때 가장 낮은 변화율이 나타나며 동작이 안정되는 것을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] M. J. Kim, D. M. Joo, S. J. Ann, and B. K. Lee, "Two-Stage Inductive Power Transfer Charger for Electric Vehicles", *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 134-139, Apr. 2017.
- [2] M. Fan and 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.
- [3] 이재한, 손원진, 안상준, 이병국, "Semi-bridgeless 정류기를 사용한 IPT 시스템의 PDM 제어 적용에 따른 출력특성 분석 및 시스템 설계," 전력전자학술대회 논문집, 2018. 7, pp. 81-83.
- [4] 우동균, "전기자동차용 무선충전 시스템 최적 설계 및 통합 제어 기법", 박사학위논문, 성균관대학교, 2016.