

무선전력전송 시스템의 Bridgeless 정류기 성능 향상을 위한 스위칭 주파수 변조 기법

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

Switching Frequency Modulation Technique to Improve Performance of Bridgeless Rectifier for Wireless Power Transfer System

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

ABSTRACT

본 논문에서는 Bridgeless 정류기가 적용된 무선전력전송 (Inductive Power System, IPT) 시스템의 성능 향상을 위한 스위칭 주파수의 변조 기법에 대해 제안한다. Bridgeless 정류기의 기존 제어 방식과 제안하는 제어 방식의 동작을 비교하고 3.3kW급 무선전력전송 시스템에 대한 시뮬레이션을 통해 제안하는 제어 방식에 대한 동작을 검증한다. 제안하는 제어 방식의 성능을 검증하기 위해 기존 제어 방식과의 손실을 비교 분석한다.

1. 서론

전기자동차의 무선전력전송 (Inductive Power System, IPT) 시스템에서 배터리 잔존용량 (State of Charge, SoC)에 따라 안정적인 배터리 충전 제어를 하기 위해 일반적으로 무선전력전송 시스템의 2차측에 DC DC 컨버터를 사용한다^[1]. 하지만 DC DC 컨버터를 추가함으로써 2차측의 부피가 커지고, 전력 전달의 손실이 증가하여 전체 시스템의 효율이 감소하는 단점이 발생한다. 이러한 단점을 해결하기 위해 DC DC 컨버터를 제거하고 2차측 다이오드 정류기 대신 출력전압을 제어할 수 있는 bridgeless 정류기를 적용한 무선전력전송 시스템에 대한 연구가 많이 진행되고 있다^[2]. 하지만, 85 kHz의 높은 스위칭 주파수에서 hard switching 하기 때문에 스위칭 손실이 증가할 뿐만 아니라 bridgeless 정류기의 승압 효과에 따라 2차측의 전류가 증가하면서 도통 손실 또한 증가한다. 이러한 손실이 기존 DC DC 컨버터가 포함된 무선전력전송 시스템보다 오히려 효율이 감소하게 된다는 문제점이 있다.

따라서 본 논문에서는 bridgeless 정류기를 이용한 무선전력전송 시스템에서의 고효율 동작을 위한 스위칭 주파수의 변조 기법을 제안한다. 기존 방식과 제안하는 방식의 제어 방법을 분석하고, 특성을 비교한다. 제안하는 방식의 동작을 검증하기 위해 PSIM을 통해 3.3 kW급 시뮬레이션을 진행하고, 각 제어 방식에 따른 시스템 손실을 이론적으로 분석하여 제안하는 제어 방식의 성능을 검증한다.

2. Bridgeless 정류기 스위칭 주파수 변조 기법

2.1 시스템 구성

그림 1은 bridgeless 정류기를 사용한 3.3 kW급 IPT 시스템

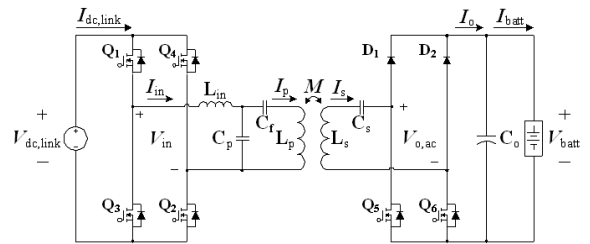


그림 1 Bridgeless 정류기를 적용한 무선전력전송 시스템
 Fig. 1 IPT system with bridgeless rectifier.

표 1 IPT 시스템 파라미터

Table 1 Parameters of IPT system

Parameter	Value	Parameter	Value
$V_{dc,link}$	420 [V]	P_o	3300 [W]
k	0.083	f_o	85 [kHz]
C_f	8.234 [nF]	C_p	119.26 [nF]
C_s	46.384 [nF]	L_{in}	29.396 [μ H]
L_p	455.19 [μ H]	L_s	75.584 [μ H]

표 2 Bridgeless 정류기 전력반도체 소자 Spec.

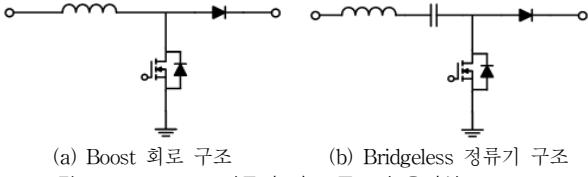
Table 2 Specifications of bridgeless rectifier power semiconductor

MOSFET		Diode	
Cree 社 C3M0065090D		Infineon 社 IDW20G65C5	
V_{DS}	900 [V]	V_{DC}	650 [V]
I_D	36 [A]	V_F	1.5 [V]
$R_{DS(on)}$	65 [m Ω]	I_F	20 [A]
V_{SD}	4.8 [V]	I_R	1.1 [μ A]

을 나타낸다. 공진 네트워크는 부하 변동에 무관한 출력전압을 가지며 부하 및 결합계수의 변화에도 bifurcation 현상의 발생 가능성이 적은 LCCL S 토폴로지로 선정하고, 최소 결합계수 조건에서 송·수신측 공진주파수를 85 kHz로 동일하게 설계한다^[3]. 표 1은 위와 같은 조건에서 설계한 3.3 kW급 IPT 시스템 파라미터를 나타낸다. 표 2는 Bridgeless 정류기에 사용된 전력반도체 소자의 정보를 나타낸다.

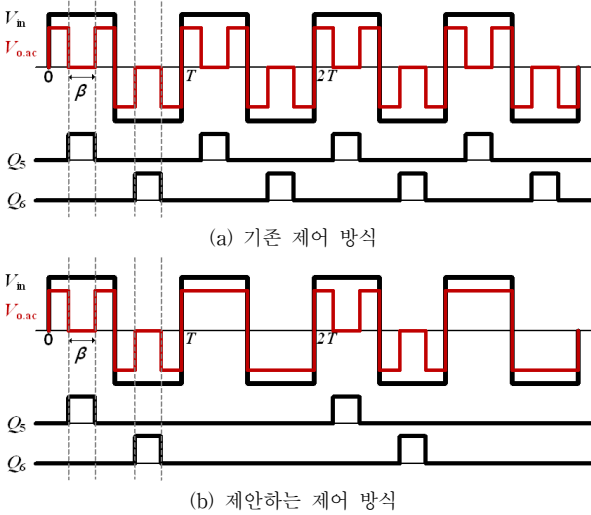
2.2 Bridgeless 정류기 스위칭 주파수 변조 기법

Bridgeless 정류기는 그림 2와 같이 MOSFET과 다이오드가 브릿지 구조로 구성되어 boost 회로와 유사한 형태의 구성을 갖기 때문에 MOSFET의 duty를 제어함으로써 출력전압의 크기를 제어할 수 있다.



(a) Boost 회로 구조 (b) Bridgeless 정류기 구조
 그림 2 Bridgeless 정류기 회로 구조의 유사성

Fig. 2 Similarity of bridgeless rectifier circuit structure.



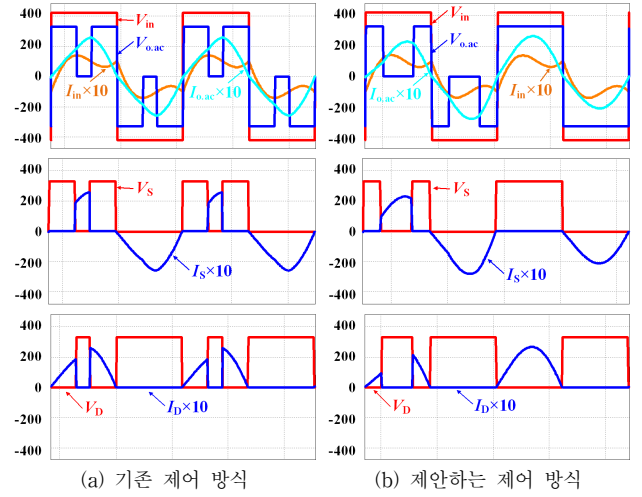
(a) 기존 제어 방식 (b) 제안하는 제어 방식
 그림 3 Bridgeless 정류기의 스위칭 제어 방식
 Fig. 3 Switching control methods of bridgeless rectifier.

Bridgeless 정류기의 기존 스위칭 제어 방식은 그림 3 (a)와 같이 매 스위칭 주기마다 PWM을 발생시켜 출력전압을 제어한다. 1차측 인버터의 스위칭 주파수와 동일한 스위칭 주파수로 제어하기 때문에 설계한 duty를 이용하여 원하는 출력전압 제어가 가능하다. 하지만 높은 스위칭 주파수로 인해 hard switching 동작하는 과정에서 큰 손실이 발생하며, boost 동작에 의한 2차측의 전류가 증가하여 도통 손실 또한 증가하는 문제점이 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 그림 3 (b)의 방식을 제안한다. 제안하는 방식은 기존 방식과 달리 스위칭 두 주기에 한 번씩 PWM을 발생시키기 때문에 동일한 출력전압을 내기 위한 duty는 기존 방식에 비해 증가하지만 스위칭 주파수가 절반으로 감소하여 hard switching으로 인한 스위칭 손실을 크게 줄일 수 있다.

2.3 시뮬레이션을 통한 동작 확인

제안하는 제어 방식을 검증하기 위하여 2.1에서 나타난 시스템에 대해 PSIM 시뮬레이션을 진행한다. 그림 4는 무선전력전송 시스템에 기존 제어 방식과 제안하는 제어 방식을 각각 적용하였을 때 나타난 시뮬레이션 결과 파형이다. 이때 출력전압의 크기는 330 V, 출력 전력은 3.3 kW이다. 그림 4에서 나타내듯이 스위치가 온 되는 구간인 β 의 크기가 기존 제어 방식의 경우 39° 인 반면에 제안하는 제어 방식은 84° 로 나타났다. 이는 제안하는 제어 방식의 경우 스위칭 주기가 기존 방식과 비교하였을 때 2배이기 때문에 기존 제어 방식과 동일한 출력을 얻기 위해서는 duty가 더 커져야 하기 때문이다.

기존 제어 방식과 제안하는 제어 방식에 대한 duty를 각각 식 (1) (2)로 정의할 때, duty에 따른 출력전압의 크기는 그림 5와 같이 나타난다.



(a) 기존 제어 방식 (b) 제안하는 제어 방식
 그림 4 스위칭 제어 방식에 따른 전압 전류 파형

Fig. 4 Voltage and current waveforms according to switching control methods.

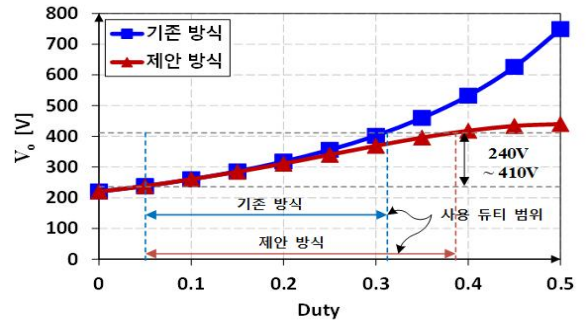


그림 5 Duty 변동에 따른 출력전압
 Fig. 5 Output voltage according to duty variation.

표 3 제어 방식에 따른 결과값 (@ $V_o = 330$ V)

Table 3 Results according to control method (@ $V_o = 330$ V)

Parameter	기존 방식	제안 방식
I_{in_rms}	9.63 [A]	9.56 [A]
I_{oac_rms}	16.85 [A]	17.09 [A]
I_{D_rms}	5.02 [A]	5.29 [A]
I_{D_avg}	9.21 [A]	10.07 [A]
I_{S_rms}	14.18 [A]	13.73 [A]

$$Duty(D_1) = \frac{2\beta}{2\pi} = \frac{\beta}{\pi} \quad (1)$$

$$Duty(D_2) = \frac{2\beta}{4\pi} = \frac{\beta}{2\pi} \quad (2)$$

배터리의 충전전압 범위가 240~410 V인 경우 그림 5를 통해서 볼 수 있듯이 제안하는 방식의 사용하는 duty가 기존 제어 방식보다 크지만 충분히 출력전압 제어가 가능하다는 것을 확인하였다.

표 3에는 그림 4의 제어 방식에 따른 다이오드와 스위치 소자의 전류 크기와 입출력 전류값을 나타낸 것이다. 그림 4의 파형에서 알 수 있듯이 스위치와 다이오드의 전압 정격은 기존 방식과 제안 방식이 서로 출력전압으로 동일하고, 표 3을 통해 전류의 크기도 제어 방식에 따라 큰 차이가 나지 않는 것을 확인할 수 있다. 따라서 추가적인 하드웨어 변경 없이 제안하는 제어 방식을 기존 하드웨어에 바로 적용할 수 있다.

2.4 손실 분석

기존 방식 대비 제안하는 제어 방식의 성능에 대한 비교 및 검증을 위해 무선전력전송 시스템 시뮬레이션에 실제 소자 특성을 적용하여 이론적 계산을 통해 손실을 비교 분석한다. 시뮬레이션에 사용한 파라미터들은 표 2, 3의 파라미터들을 사용하였다. 1차측 인버터와 수동 소자의 손실은 표 3에 나타나듯이 제어 방식 변경에 따른 전압, 전류 차이가 크게 나타나지 않기 때문에 생략하고 2차측 bridgeless 정류기의 전력반도체 소자인 다이오드와 MOSFET에 대하여 손실을 비교 분석한다.

2.4.1 MOSFET 손실

전력반도체 소자로 사용한 MOSFET의 발생하는 손실은 크게 스위칭 손실 (Switching loss, P_{MOSsw})과 도통 손실 (Conduction loss, $P_{MOScond}$)로 나타나며 전체 손실은 식 (5) (10)을 통해 계산한다^[4].

$$P_{MOS} = P_{MOScond} + P_{MOSsw} \quad (3)$$

$$P_{MOScond} = \frac{1}{T} \int_0^T (R_{DS(on)} \cdot i_D(t)) dt = R_{DS(on)} \cdot I_{Drms}^2 \quad (4)$$

$$P_{MOSsw} = P_{ON} + P_{OFF} \quad (5)$$

$$E_{ON} = \int_0^{tri+tfv} V_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = \frac{V_{DD} \cdot I_{D(on)}(tri+tfv)}{2} \quad (6)$$

$$E_{OFF} = \int_0^{trv+tfi} V_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = \frac{V_{DD} \cdot I_{D(off)}(trv+tfi)}{2} \quad (7)$$

$$P_{ON} = E_{ON} \times f_{sw}, \quad P_{OFF} = E_{OFF} \times f_{sw} \quad (8)$$

본 논문에서 사용한 스위치는 Cree 社의 C3M0065090D SiC MOSFET으로 역병렬 다이오드의 V_F 가 높아 역병렬 다이오드 도통 구간에서 도통 손실이 크게 발생하기 때문에 손실 계산 시, 역병렬 다이오드가 도통하는 구간에서 MOSFET을 온 시켜 채널로 전류가 흐르도록 제어한다고 가정한다.

2.4.2 Diode 손실

다이오드의 손실에는 크게 도통 손실 (Conduction loss, $P_{Diode cond}$)과 역회복 손실 (Reverse recovery loss, $P_{Diode rev}$)로 구분이 된다. 도통 손실은 순방향 도통 중 발생하는 손실이며, 역회복 손실은 턴 온/오프 동작으로 인한 손실이며 일시적이지만 스위칭 주파수에 따라 반복적으로 발생하기 때문에 스위칭 손실이라고 말할 수 있다. 다이오드의 전체 손실은 식 (9) (11)와 같이 계산한다^[4].

$$P_{Diode} = P_{Diode cond} + P_{Diode rev} \quad (9)$$

$$P_{Diode cond} = V_{TH} \cdot I_{Favg} + R_D \cdot I_{Frms}^2 \quad (10)$$

$$P_{Diode rev} = \frac{V_R \cdot I_{RRM} \cdot t_B}{6} \times f_{sw} \quad (11)$$

여기서 R_D 는 다이오드의 온 상태 저항이다. 본 논문에서 사용한 다이오드는 Infineon 社의 IDW20G65C5이며, SiC 다이오드로서 역회복 손실이 거의 발생하지 않는다고 가정한다.

2.4.3 손실 결과 분석

그림 6은 3.3 kW 무선전력전송 시스템에서의 출력전압 크기에 따른 기존 제어 방식과 제안한 제어 방식의 전력 반도체

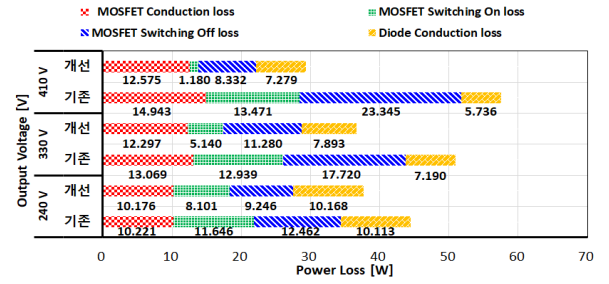


그림 6 출력 전압에 따른 손실 분포

Fig. 6 Loss distribution chart.

소자의 손실 양상을 비교·분석한 결과이다. 제안한 제어 방식을 적용한 결과 전체적으로 모든 출력전압 조건에서 제안한 제어 방식의 손실이 기존 제어 방식보다 더 작게 나타났다. 특히 출력전압 410 V 조건에서 기존 대비 최대 48%의 손실이 감소하였다. 그 이유는 출력전압 조건이 높아짐에 따라 필요한 duty의 값이 증가하게 되고, 스위칭 시 전류의 크기가 감소하여 전체적으로 스위칭 손실은 크게 감소하였기 때문이다. 다이오드의 도통 손실은 이와 반대로 duty의 증가로 다이오드의 도통 전류의 크기가 증가하여 기존 방식보다 손실이 증가한다. 하지만 증가 비율이 스위칭 손실의 감소 비율에 비해 크지 않아 전체적으로 손실이 감소하는 양상을 나타냈다. 이를 통해 제안하는 제어 방식이 기존 방식에 비해 손실 및 효율 측면에서 높은 성능을 가진다는 것을 검증하였다.

3. 결론

본 논문에서는 bridgeless 정류기가 적용된 무선전력전송 시스템에서의 효율 개선을 위한 스위칭 주파수 변조 기법을 적용하여 특징을 비교하고, 시뮬레이션 결과를 바탕으로 손실 분석을 수행하였다. 손실 분석 결과, 제안하는 제어 방식을 적용하였을 때 기존 제어 방식보다 최대 48% 손실 저감이 가능하다. 이를 통해서 제안한 스위칭 제어 방식을 통해 고효율 동작이 가능함을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] N. Aboulgorma, T. Ögretmen, "Misalignment Tolerant Inductive Power Transfer Systems", B.S. thesis, Delft Tech. Univ., Delft, Netherland, 2017.
- [2] 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.
- [3] 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", Trans. Korean Inst. Power Electron., pp. 1-2, Nov. 2015.
- [4] 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", Trans. Korean Inst. Power Electron., Vol. 19, No. 1, pp. 80-90, Feb. 2014.