

근거리 무선전력전송용 공진형 Class ϕ_2 인버터 동작 특성

양해열, 박재현, 김창선
 목포대학교 전기공학과

The characteristics of Resonant class ϕ_2 Inverter for short range wireless power transmission

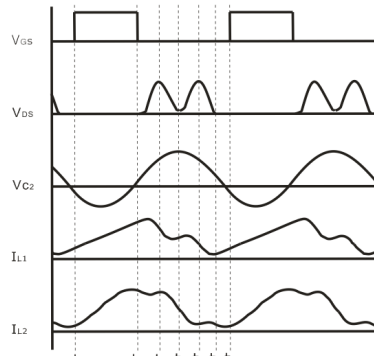
Yang Haeyoul, PARK Jaehyun, KIM Changsun
 Dept. of Electrical Engineering, Mokpo National University

Abstract - The power conversion converter for driving the wireless power transfer system is can be into the two part of the DC power conversion rectifier and the high frequency dc-ac power conversion inverter. In this paper, The operating characteristics of the Class- ϕ_2 resonant inverter have been investigated through by simulation and by experiment. It can be switched at a high frequency without the switching losses and the harmonics are reduced effectively due to the input LC filter. Its switching frequency is 1MHz and the input voltage is 96V which is the output voltage of LLC resonant converter. And its output peak voltage is 170V. The resonant inverter module operated at the commercial power source of 220V was built. And also the electromagnetic coupled resonance coils were designed for wireless power transfer with a 1MHz operating frequency. As a experimental result, the wireless power transmission was confirmed and it is varified the validity of the experiment.

이 구간에서 L_{MR} 과 C_{MR} 는 필터로써, 직렬공진을 형성하며 에너지는 순환하게 된다. 다음으로 MOSFET이 off상태에서 인버터의 V_{ds} 전압 특성은 drain node의 부하 측 임피던스에 의해서 결정되어지며, C_p 는 분포 커패시턴스로 C_s 는 DC를 차단하는 기능을 한다.^[3]

2.2 Class ϕ_2 인버터 파형 및 동작특성

모드별 해석을 위해 모든 소자는 이상적이라고 가정하였다. 모드 2와 4는 같은 동작을 하며 모드 3과 5역시 같은 동작을 한다.



<그림 2> 회로 각부 파형

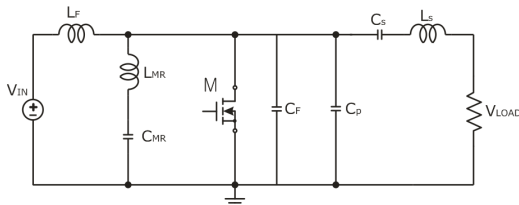
1. 서 론

자기공진형 무선전력전송 시스템에 있어 전력변환기는 두 부분으로 구성되어진다. 일반 오프라인 전원을 DC로 변환하는 정류부와 무선전력 전송을 하기 위해 고주파 AC 전력을 만드는 인버터가 필요하다. 본 논문에서는 고주파 스위칭이 가능한 공진형 스위칭을 통해 스위칭 손실을 줄일 수 있고 LC 필터를 통해 고조파를 감소시킬 수 있는 Class- ϕ_2 인버터의 동작 특성을 시뮬레이션과 실험을 통하여 고찰하였다. 스위칭 주파수는 1MHz이고 인버터의 입력 전압은 LLC의 출력 전압인 96V이고 출력 전압은 170V이다. 1MHz 자기공진 코일을 설계하여 상용 전원 에서 동작하는 공진형 인버터 모듈로 구성하였으며 실험 결과 무선전력 전송이 이루어진 것을 확인하였으며 설계에 대한 타당성을 입증하였다.

2. 본 론

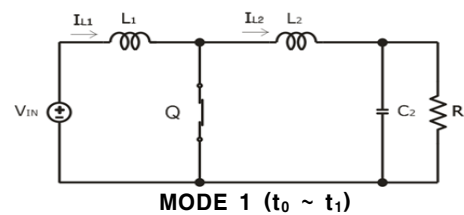
무선전력전송용 고주파 공진형 인버터의 원활한 구동을 위해서는 고속 고압용 스위칭 소자를 통해 고주파 스위칭을 해야 하며, 양단에 걸리는 고전압을 동시에 고려해야 한다. 특히 고효율의 무선 전력전송을 하기 위해서는 손실 없이 스위칭 시키기 위한 공진형 스위칭 회로를 구성 해야 한다

2.1 Class ϕ_2 인버터 특성

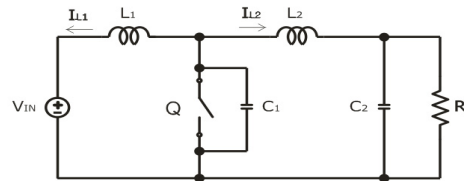


<그림 1> Class ϕ_2 기본 회로

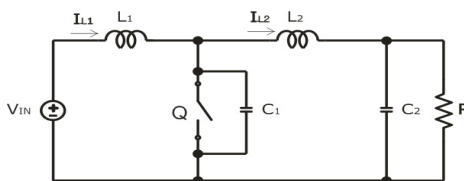
Class ϕ_2 인버터는 입력단의 에너지 축적 소자인 L_F 를 줄임으로써, 스위치로 전달되는 전압을 줄여, 스위칭 양단에 걸리는 전압 스트레스를 낮출 수 있다.^{[1][2][3]} 인덕터 L_F 와 스위치 양단에 C_F 를 병렬로 연결하여, 스위치의 off 시 LC공진 회로를 형성하게 된다. 따라서 스위치 양단의 전압 스트레스의 감소와 영 전압 스위칭을 통해 인버터의 손실을 줄일 수 있다.^[2] 인버터의 입력 측은 공진 L_F 와 C_F 와 피터 L_{MR} 과 C_{MR} 로 구성된다. 회로 동작을 살펴보면 다음과 같다. gate 펄스에 의해 MOSFET이 on되면 V_{in} 전압이 공급되어 인덕터 L_F 에 저장된다. 아울



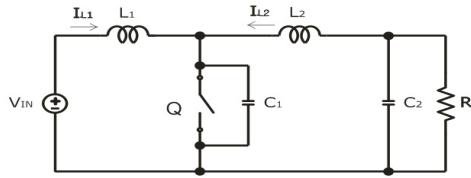
MODE 1 ($t_0 \sim t_1$)



MODE 2,4 ($t_1 \sim t_2, t_3 \sim t_4$)



MODE 3,5 ($t_2 \sim t_3, t_4 \sim$)



MODE 6 ($t_5 \sim t_6$)
 <그림 3> 회로의 모드별 동작

1) 모드 1 : $t_0 \leq t \leq t_1$

스위치(Q)가 턴온시 전류 I_{L1} 은 선형적으로 증가한다.

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{IN}}{L_1}t + i_{L1}(t_0)$$

인덕터(L_2)와 커패시터(C_2)에 의한 공진은 전압($V_{C2}(t)$)를 0까지 증가시킨다.

$$i_{L2}(t) = -I_{L2}(t_0) \cos \omega_{C2}t + V_{C2}(t_0) \omega_{C2} \sin \omega_{C2}t$$

$$v_{C2}(t) = -Z_{C2}I_{L2}(t_0) \sin \omega_{C2}t - Z_{C2}\omega_{C2}V_{C2}(t_0) \cos \omega_{C2}t$$

2) 모드 2, 4 : $t_1 \leq t \leq t_2, t_3 \leq t \leq t_4$

스위치(Q)가 턴오프 되면 인덕터 전류가 커패시터(C_1)에 흐르므로 전압(V_{DS})은 증가 한다.

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_1) \cos \omega_{C1}t + \frac{1}{Z_{C1}}(V_{IN} - V_{DS}(t_1)) \sin \omega_{C1}t$$

$$v_{C1}(t) = Z_{C1}I_{L1}(t_1) \sin \omega_{C1}t + V_{C1}(t_1) \cos \omega_{C1}t - V_{in}(1 + \cos \omega_{C1}t)$$

전압 $V_{C2}(t)$ 는 모드2 경우 (0)전압에서 상승하고 모드4일 경우 최대 전압에서 감소한다. 공진 전류 I_{L2} 의 경우는 모드2일 경우 최대치에 이르고 모드4의 경우 감소한다.

$$i_{L2}(t) = \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}}V_{C1}(t) \cos \omega_{C2}t + i_{L2}(t_1) \cos \omega_{C2}t - \frac{1}{Z_{C2}}V_{C2}(t_1) \sin \omega_{C2}t$$

$$v_{C2}(t) = V_{C1}(t) \left(1 + \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}} \cos \omega_{C2}t\right) + Z_{C2}I_{L2}(t_1) \sin \omega_{C2}t - \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}}V_{C1}(t_1) \cos \omega_{C2}t$$

3) 모드 3, 5 : $t_2 \leq t \leq t_3, t_4 \leq t \leq t_5$

커패시터(C_1)의 충전이 완료되고 전압 V_{DS} 에 걸리는 전압은 감소하고 전류 I_{C1} 은 역으로 흐른다.

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_2) \cos \omega_{C1}t - \frac{1}{Z_{C1}}(V_{IN} - V_{DS}(t_2)) \sin \omega_{C1}t$$

$$v_{C1}(t) = Z_{C1}I_{L1}(t_2) \sin \omega_{C1}t + V_{C1}(t_2) \cos \omega_{C1}t - V_{in}(1 + \cos \omega_{C1}t)$$

공진전류 I_{L2} 는 감소한다.

$$i_{L2}(t) = \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}}V_{C1}(t) \cos \omega_{C2}t + i_{L2}(t_2) \cos \omega_{C2}t - \frac{1}{Z_{C2}}V_{C2}(t_2) \sin \omega_{C2}t$$

$$v_{C2}(t) = V_{C1}(t) \left(1 + \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}} \cos \omega_{C2}t\right) + Z_{C2}I_{L2}(t_2) \sin \omega_{C2}t - \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}}V_{C1}(t_2) \cos \omega_{C2}t$$

4) 모드 6 : $t_5 \leq t \leq t_6$

인덕터 전류 I_{L1} 은 커패시터 C_1 에 흐른다.

$$i_{L1}(t) = I_{L1}(t_5) \cos \omega_{C1}t + \frac{1}{Z_{C1}}(V_{IN} - V_{DS}(t_5)) \sin \omega_{C1}t$$

$$v_{C1}(t) = Z_{C1}I_{L1}(t_5) \sin \omega_{C1}t + V_{C1}(t_5) \cos \omega_{C1}t - V_{in}(1 + \cos \omega_{C1}t)$$

인덕터 전류 I_{L2} 는 C_1 로 흐른다

$$i_{L2}(t) = \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}}V_{C1}(t) \cos \omega_{C2}t + i_{L2}(t_5) \cos \omega_{C2}t + \frac{1}{Z_{C2}}V_{C2}(t_5) \sin \omega_{C2}t$$

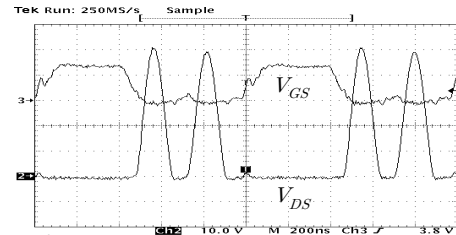
$$v_{C2}(t) = V_{C1}(t) \left(1 + \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}} \cos \omega_{C2}t\right) + Z_{C2}I_{L2}(t_5) \sin \omega_{C2}t - \frac{\omega_{C2}}{Z_{C2}}V_{C1}(t_5) \cos \omega_{C2}t$$

2.3 측정결과

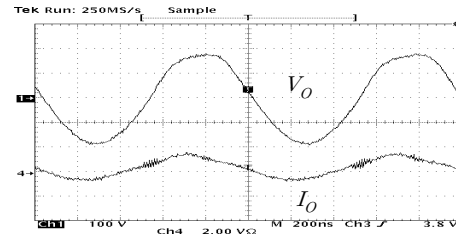
표 1은 Class Φ_2 인버터 설계시 회로 파라미터 값을 나타낸다.

<표 1> 파형 측정 조건

입력 전압[V]	96 [V]
R_1 [Ω]	20 [Ω]
L_1 [μH]	3.5 [μH]
L_2 [μH]	8.2 [μH]
L_{MR} [μH]	12 [μH]
C_1 [pF]	600 [pF]
C_2 [nF]	2 [nF]
C_{MR} [pF]	500 [pF]



<그림 4> $V_{GS}(10V/div), V_{DS}(100V/div)$ 파형



<그림 5> $V_{out}(100V/div), I_{out}(2A/div)$ 파형

그림 3은 스위치(Q)의 V_{GS} 와 V_{DS} 전압 파형을 나타낸 것이다. 그림 3을 통하여 영전압 스위칭이 이루어지는 것을 알 수 있다. 그림 4는 Class Φ_2 인버터의 출력 파형이다. DC전압이 들어가서 1MHz의 AC 전압이 나오는 것을 확인 할 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 근거리 무선전력송을 위한 1MHz Class Φ_2 공진형 인버터의 모드별 동작을 분석하였고 1MHz Class Φ_2 공진형 인버터의 모듈을 이용하여 파형을 측정된 결과 시뮬레이션과 동일하게 영전압 스위칭이 되는 것을 확인 하였으며 60W전구를 이용하여 무선전송이 이루어지는 것을 확인 할 수 있었다.



<그림 6> Class Φ_2 공진형 인버터 모듈을 이용한 무선전력전송

[참 고 문 헌]

- [1] Juan M. Rivas, Yehui Han, Olivia Leiternann, Anthony Sagneri, David J. Perreault "A High-Frequency Resonant Inverter Topology with Low Voltage Stress" Laboratory for Electromagnetic and Electronic Systems Massachusetts Institute of Technology, Room 10-171
- [2] "High Power Inverter EMI characterization and Improvement Using Auxiliary Resonant Snubber Inverter" December 17, 1998 Blacksburg, Virginia
- [3] Joshua W. Phinney, Member, IEEE, David J. Perreault, Senior Member, IEEE, and Jeffrey H. Lang, Fellow, IEEE "Radio-Frequency Inverters With Transmission-Line Input Networks"