

비접촉 충전 에너지 전달을 위한 포워드형 ZVS MRC에 관한 연구

(The Study on Forward ZVS MRC for Non-contact Charging Energy Transmission)

김영길* · 김진우** · 김태웅*** · 원영진**** · 이성백*****

(Young-Gil Kim · Jin-Woo Kim · Tai-Woong Kim · Yong-Jin Won · Sung-Paik Lee)

요 약

본 논문에서는 비접촉 충전 에너지 전달을 위한 포워드 ZVS MRC(Zero Voltage Switching Multi Resonant Converter)를 제안하였다. 포워드 ZVS MRC는 기생성분을 흡수하는데 그리고 스위칭손실을 최소화하는데 효과적이다. 이것은 높은 주파수 동작에 적합하며 따라서 이것을 비접촉 충전에너지 전달에 적용하였다. 사용된 컨버터는 분리형 트랜스포머와 동기식정류기를 이용하였다. 갭의 크기에 따른 결합계수(k), 누설인덕턴스, 결합인덕턴스 그리고 공진 주파수를 측정하였다. 구해진 값을 이용하여 회로를 설계, 구현하였으며 제안된 회로는 PSPICE 로 시뮬레이션하였고 실험하였다. 주스위치의 전압 스트레스와 출력전력을 측정하였으며 제안된 컨버터가 비접촉 충전 에너지 전달에 적합함을 보였다.

Abstract

In this paper, forward Zero Voltage Switching Multi Resonant Converter(ZVS MRC) for non-contact charging energy transmission is proposed. The forward ZVS MRC is effective in absorbing parasitic element as well as minimizing the switching loss. That can accommodate very high frequency. So forward ZVS MRC is applied to non-contact charging energy transmission. Used converter has separable transformer and synchronous rectifiers. Coupling coefficient(k), leakage inductance, coupling inductance and resonant frequency are observed for the air gap. By using the observed value, this circuit is designed and implemented. This proposed circuit is simulated by the PSPICE and experimented. The voltage stress of a main switch and the output power of the converter are measured. This paper show that is compatible for non-contact charging energy transmission.

1. 서 론

최근 전자장치의 다양성으로 인하여 휴대용 통신

기기나 소형 가전기기의 사용범위와 용도가 매우 넓어지고 있다. 특히 전기자동차의 상용화를 눈앞에 두고 있는 현실이다. 이러한 장치는 주로 배터리가 그

* 정회원 : 광운대 전자과 석사과정
** 정회원 : 광운대 전자과 박사과정
*** 정회원 : 광운대 전자과 박사과정 졸업

**** 정회원 : 부천대 전자과 부교수
***** 정회원 : 광운대 전자과 교수
접수일자 : 2001년 2월 8일

전원으로 이용되고 있으며 이러한 배터리는 1차전지가 아닌 2차전지가 그 주류를 이루고 있다. 그러므로 2차 전지를 위한 충전의 필요성 또한 많아지고 있으며 충전기법등에 대한 연구도 활발히 진행되고 있다.

일반적으로 사용되는 충전방식은 대부분이 충전기 부분과 배터리 부분이 물리적 접촉으로 연결되고 그 접촉 부분을 통해 전기에너지가 전달되는 구조를 갖고 있다. 이러한 접촉형 충전방식은 마모나 습한 환경등에 취약하고, 접촉 불량으로 인해 신뢰성이 저하되는 단점을 지니고 있다. 따라서 이러한 단점을 해결하기 위한 하나의 해결책으로서 비접촉으로 에너지를 전달시켜 충전시키는 방식에 대한 연구가 이루어져 오고 있다.

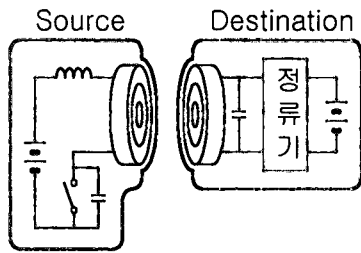


그림 1. 비접촉 에너지 전달방식의 구조
Fig. 1. Arrangement of Non-contact Energy transmission

비접촉 에너지 전달방식의 구조를 그림 1에 나타내었다. 이 방식은 트랜스포머 1차측을 포함하여 충전회로를 구성하고 트랜스포머 2차측으로 피충전회로를 구성하는 형태를 가진다. 따라서 트랜스포머 1차측과 2차측의 코어를 서로 근접시켜 자기루프를 형성시키면 자기에너지의 형태로 변환된 에너지가 2차측으로 전달되고 배터리가 충전되게된다. 이러한 목적으로 사용되는 컨버터들은 대부분 공진형이 이용되고 있으며 그 중에서도 브리지 형태의 컨버터가 많이 적용되어 연구되고 있다[1][2]. 하지만 브리지 형태의 컨버터는 여러개의 스위치가 사용되므로 회로가 복잡하고 가격이 높게되며 또한 부피도 많이 차지하게 되므로 휴대용이나 소형의 전자장치에는 적합하지 못하다.

본 논문은 비접촉 충전에너지 전달을 위한 자기구동 동기 정류기를 갖는 ZVS 다중공진 포워드 컨버터를 이용한 비접촉 충전기를 제안한다. 이 컨버터는 1차측에 스위치를 하나만 이용하므로 앞서 말한바와

같은 브리지 종류의 컨버터를 이용하는 충전방식이 갖게되는 단점을 최소화 할 수 있게 된다. 또한 사용된 컨버터는 높은 주파수로 동작시키기 적합하므로 높은 주파수에서 동작하도록 회로를 설계, 구현함으로써 크기와 가격을 더욱 줄일 수 있게 된다.

본 연구에서는 사용된 트랜스포머에 대해 그 특성을 분석하고 컨버터를 설계, 그 설계 예를 제시하였으며 시뮬레이션 결과와 실험결과를 나타냄으로써 제시한 방식의 타당성을 나타내었다.

2. 제안된 방식의 분석 및 설계

2.1 ZVS 다중공진 포워드 컨버터

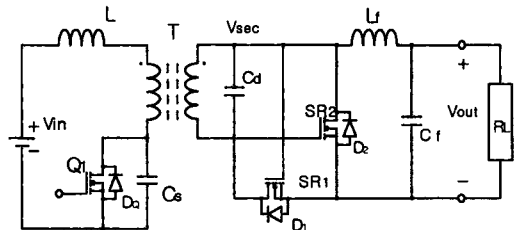


그림 2. 포워드 ZVS MRC
Fig. 2. Forward ZVS MRC

그림 2는 본 논문에서 사용한 기본회로이다.

ZVS 다중공진 포워드 컨버터는 많은 장점을 갖고 있다. 그 중에서 회로 소자들과 관련된 기생리액턴스들을 흡수할 수 있다는 점은 본 논문에서 가장 효과적으로 이용되는 장점이다. 포워드 컨버터는 공진인덕턴스 L 와 캐패시턴스 C_s , 그리고 2차측 캐패시턴스 C_D 로 공진회로를 구성한다.

$$L = L_l + L_r \quad (1)$$

$$C_s' = C_s + C_{oss} \quad (2)$$

$$C_D' = C_D + C_{sec} \quad (3)$$

공진을 위한 공진 인덕턴스 L 은 누설인덕턴스 L_l 와 부가된 외부 인덕턴스 L_r 의 합이고 주 스위치 Q_1

의 출력 캐패시턴스 C_{oss} 는 캐패시턴스 C_S 에 병렬로서 직렬 공진 캐패시턴스 C_S' 를 구성한다. 그리고 2차측의 동기식 정류기들에 의한 기생 캐패시턴스들 C_{sec} 은 C_D 에 병렬로 병렬 공진 캐패시턴스 C_D' 를 구성한다. 이렇게 공진형으로 구성된 컨버터는 일반적인 포워드 컨버터가 갖게 되는 리셋권선이 필요없게된다.

또한 본 논문에 적용되는 컨버터는 출력전압이 낮으므로 다이오드에서의 전압강하에 의한 손실을 무시할 수 없다. 따라서 일반적으로 포워드 컨버터에서 이용되는 포워드 다이오드와 환류 다이오드를 동기식 정류기(SR : Synchronous Rectifier)로 대체하였다. 사용된 동기식 정류기들은 2차측의 전압파형에 따라 턴-온/오프 되도록 구성하였다[3]. 따라서 별도의 제어회로와 구동회로를 갖지 않아 더욱 간단하면서도 높은 효율의 전력단 설계에 적합하다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_S'}} \text{에서}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_l(g) + L_r) C_S'}} \quad (4)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L}{C_S'}} \text{에서}$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{(L_l(g) + L_r)}{C_S'}} \quad (5)$$

여기서 $L_l(g)$ 는 갭의 크기 g 의 함수를 나타내는 것으로 식(4)은 L 과 C_S' 에 의한 공진 주파수이고 식(5)는 회로의 공진 임피던스이다.

사용된 스위칭 주파수는 코어의 주파수 특성을 고려하여 50 [kHz]로 하였고 듀티비는 $D=0.5$ 로 일정하게 하였다.

$$C_N = \frac{C_D'}{N^2 C_S'} \quad (6)$$

$$f_N = \frac{f_s}{f_r} \quad (7)$$

위 식에서 C_N 은 C_D' 와 C_S' 와의 비를 나타내는 값이고, N 은 트랜스포머의 권선비를 나타낸다. 그리고 f_N 은 스위칭주파수 f_s 와 공진주파수 f_r 와의 관계를 나타낸다.

2.2 동기식 정류기 (SR) 의 동작 특성

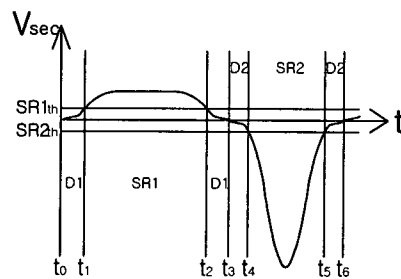


그림 3. 컨버터의 2차측의 전압 파형과 동작모드
Fig. 3. The voltage wave and operation mode of second side of the converter

동기식 정류기는 도통시에 다이오드보다 적은 전압강하를 가지므로 저전압의 회로에 있어서 높은 효율을 얻는데 매우 적합하다. 회로에 동기식 정류기를 사용했을 경우 전압강하는 다이오드를 사용했을 경우 순방향 전압강하 0.7 [V]보다 작게 나타나 보통 0.3 [V]이므로 그 전압강하의 차이만큼, 0.4 [V]만큼의 효율의 차이를 나타내게 된다. 즉, 여기에 1 [A]의 전류가 흐른다고 하면 0.4 [W]만큼의 전력소모를 줄임으로서 더욱 높은 효율을 얻게된다. 앞의 그림 3과 같이 2차측에 나타난 파형에 대해 회로의 동작모드는 그림 4와 같다.

[Operation mode]

mode1 [$t_0 \sim t_1$] 트랜스포머 2차측 전압이 (+)이고 SR1의 문턱전압(SR1th)보다 작을 때이며 이 때 전류는 D1을 통해 흐른다.

mode2 [$t_1 \sim t_2$] 2차측 전압이 SR1의 문턱전압보다 큰 구간이며 이 구간동안 SR1이 동작하여 낮은 도통손실을 갖고 전류가 흐르게 된다.

mode3 [$t_2 \sim t_3$] mode1의 동작과 같다.

mode4 [$t_3 \sim t_4$] 트랜스포머 2차측 전압이 (-) 이고 SR2의 문턱전압(SR2th)보다 작을 때이며 이 때 전류는 D2을 통해 흐른다.

mode5 [$t_4 \sim t_5$] 2차측 전압이 SR2의 문턱전압보다 큰 구간이며 이 구간동안 SR2가 동작하게된다.

mode6 [$t_5 \sim t_6$] mode4의 동작과 같다.

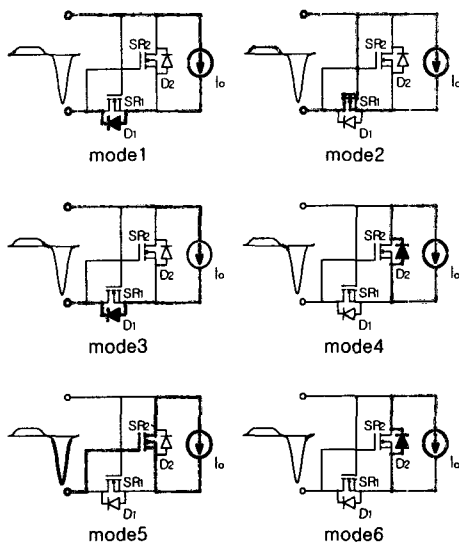


그림 4. 각 모드에 대한 동작 상태
Fig. 4. Operation state for each mode

2.3 분리 가능한 트랜스포머

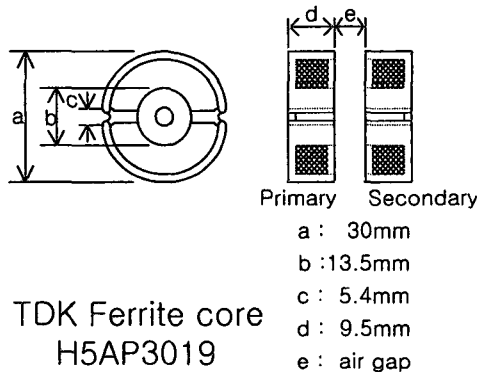


그림 5. 분리 가능한 트랜스포머의 구조
Fig. 5. The Structure of saperatable transformer

그림 5는 본 논문에서 사용한 트랜스포머의 구조이다. 사용한 코어는 TDK의 포트형 코어를 이용하였다. 이 코어는 AL 값이 $9800 \pm 25\%$ (nH/N^2) [1kHz, 0.5mA, 100Ts] 인 특성을 갖는다.

트랜스포머를 등가모델로 표현하면 그림 6과 같다. 저항 R_1 과 R_2 는 권선저항을 표현한 것인데 여기서는 값이 매우 작아 무시할 수 있으므로 간소화를 위해 생략하였다. 또한 트랜스포머에서의 히스테리시스 손실과 와전류에 의한 손실은 없다고 가정하였다.

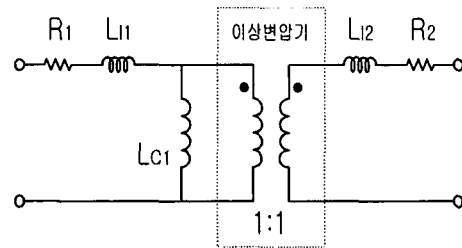


그림 6. 트랜스포머의 등가모델
Fig. 6. The Equivalent model of transformer

자기 인덕턴스 L_1 과 L_2 , 결합 인덕턴스 L_{C1} 와 L_{C2} 누설 인덕턴스 L_{l1} 과 L_{l2} , 상호 인덕턴스 M 그리고 결합계수 k 와의 관계는 다음과 같다.

$$M = \sqrt{L_{C1}L_{C2}} = k \sqrt{L_1L_2}, \quad 0 < k \leq 1 \quad (8)$$

$$L_{l1} = L_1 - L_{C1} = L_1 - k L_1 \quad (9)$$

$$L_{l2} = L_2 - L_{C2} = L_2 - k L_2 \quad (10)$$

1차측 권선은 40(turn), 2차측 권선은 20(turn)로 하였고 이것의 결합계수 k , 누설인덕턴스 L_l 와 결합 인덕턴스 L_C 를 측정하였다. 에어갭 0.08mm에서부터 4.26mm 까지의 거리에 대해 측정한 결합계수 k 에 대한 결과를 그림7에 기록하였다.

위의 결과로부터 결합계수 k 는 갭의 크기에 따라 비교적 일정한 비율로 낮아진다는 것을 알 수 있다. 본 논문에서 기준으로 채택한 갭이 2mm인 경우에서 결합계수 k 는 0.635로 측정되었다.

갭에 따른 1차측 결합인덕턴스 L_{C1} 과 누설인덕턴스 L_{l1} 과의 관계는 그림 8에 나타내었다.

이 결과로부터 결합인덕턴스는 갭의 크기가 0.6mm가 되는 경우까지는 매우 급격히 감소하고 갭이 0.6mm 이상인 경우에는 비교적 일정한 비율로 감소하는 것을 알 수 있다. 그리고 누설인덕턴스는 전체적으로 일정한 비율로 증가하여 갭의 크기가 약 3mm 이상에서는 결합인덕턴스보다 커지는 것을 알 수 있다.

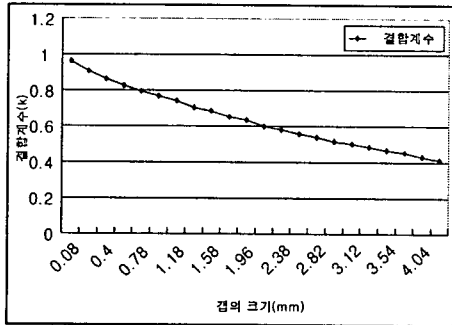


그림 7. 갭에 따른 결합계수 (k)
Fig. 7. Coupling coefficient (K) for gap

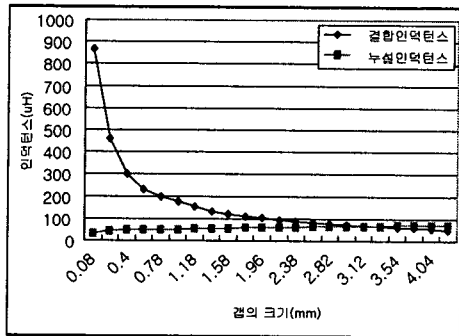


그림 8. 갭에 따른 결합 인덕턴스와 누설 인덕턴스
Fig. 8. Coupling inductance and leakage inductance for gap

$$\Delta L_{C1} \equiv \frac{L_{1kMAX}}{L_{1kMIN}} = \frac{867.54}{51.25} = 16.9 \quad (11)$$

$$\Delta L_{C2} \equiv \frac{L_{2kMAX}}{L_{2kMIN}} = \frac{240.76}{14.4} = 16.7 \quad (12)$$

식 (11)은 최대결합계수 k_{MAX} 에서부터 최소결합계수 k_{MIN} 까지의 측정된 트랜스포머 1차측의 결합인덕턴스 L_{C1} 의 변화비를 구한 것이고, 식 (12)은 2차측의 결합인덕턴스 L_{C2} 에서의 변화비를 나타낸 것이다.

$$\Delta L_{l1} \equiv \frac{L_{l1 kMIN}}{L_{l1 kMAX}} = \frac{72.15}{34.36} = 2.1 \quad (13)$$

$$\Delta L_{l2} \equiv \frac{L_{l2 kMIN}}{L_{l2 kMAX}} = \frac{20.29}{9.54} = 2.13 \quad (14)$$

반면에 같은 조건에서의 1,2차측의 누설인덕턴스의 변화비는 각각 식(13)와 (14)과 같다. 두 결과로부터 1차측과 2차측의 자기인덕턴스는 갭이 0.08mm에서 4.26mm 까지 변화할 때 17배정도 크게 감소되는 반면에 누설인덕턴스는 2배정도 증가한 것을 알 수 있다.

이와 같이 1차측 코어와 2차측 코어 사이의 거리를 서서히 변화시키는 것은 이 트랜스포머에서 자기 통로의 길이를 서서히 변화시키게 되고 결국 회로의 공진주파수 f_r 과 공진임피던스 Z_r 을 변화시키게 된다.

갭에 따른 공진주파수 f_r 의 변화를 그림 8에 나타내었다. 앞의 식(4)로부터 회로의 공진주파수는 91.58 [kHz]에서 79.46 [kHz]까지 변함을 알 수 있다. 또한 회로의 임피던스 Z_r 도 식(5)로부터 얻어질 수 있으며 최대 76.5 [Ω]에서 최소 66.4 [Ω]까지 변화되었다.

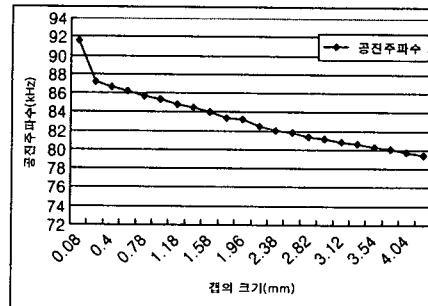


그림 9. 갭에 따른 공진주파수
Fig. 9. Resonant Frequency for gap

그림 9로부터 공진 주파수는 갭이 0.4mm 이내인 곳까지는 변화가 크지만 그 이상일 경우에는 변화가 일정한 특성을 나타내는 것을 알 수 있다. 이러한 변화특성은 공진 임피던스에서 동일하다.

2.4 시뮬레이션 및 실험

[Design Example]

본 논문에서 다음과 같은 특성을 갖는 ZVS 다중 공진 포워드 컨버터를 PSPICE를 이용하여 시뮬레이션하고 구현하였다.

- 입력전압 : 16 [V] ~ 24 [V]
- 출력전압 : 1.5 [V]
- 출력전류 : 100 [mA] ~ 1.5 [A]
- 스위칭주파수 : $f_s = 50$ [kHz]
- 듀티비 : $D = 50$ [%]
- 특성임피던스 : $Z_o = 73$ [Ω]
- 공진주파수 : $f_o = 83.3$ [kHz]

논문에서 $C_N = 3$ 로 하였고 $f_N = 0.6$ 으로 하였다[4]. 따라서 공진소자들에 대한 값은 다음과 같이 얻어진다.

$$L = L_r + L_l = \frac{Z_o}{2\pi f_o} = 139.5 [\mu H] \quad (15)$$

$$C_s' = \frac{1}{2\pi f_o Z_o} = 26.2 [nF] \quad (16)$$

$$C_d' = N^2 C_s C_N = 19.65 [nF] \quad (17)$$

또한 주 스위치로 IRF840을 사용하고 동기식 정류기는 IRFP140을 사용하여, IRF840의 출력캐패시턴스 310 [pF]와 동기식 정류기의 출력캐패시턴스 550 [pF]은 각각 C_s' 와 C_d' 에 포함되어진다.

위의 조건으로부터 회로를 구성, 시뮬레이션하였다. 앞서서도 언급했듯이 갭의 크기가 2mm인 경우를 기준으로 연구하였으며, 이때 누설인덕턴스는 58.5 [μH] 이므로 외부의 인덕턴스는 81 [μH]을 추가시켰다. 이 경우에 회로의 공진주파수는 위의 식과 앞의 그림9에서 나타낸바와 같이 83.3 [kHz]이 된다.

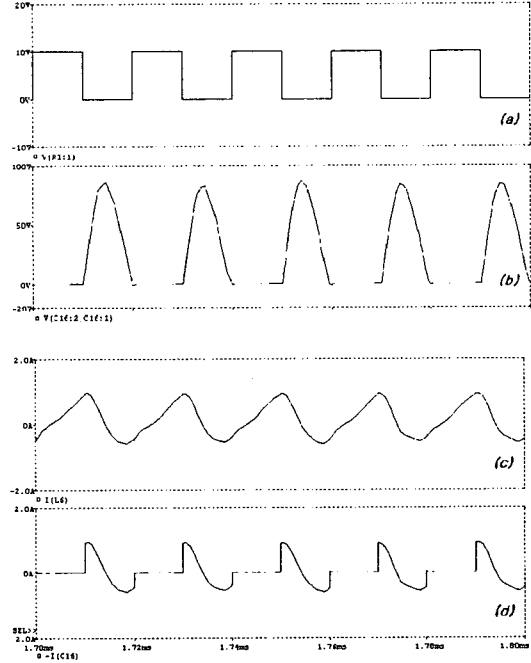


그림 10. 컨버터 1차측의 시뮬레이션 파형

- (a) FET 게이트 입력전압
- (b) FET 드레인-소스 전압
- (c) 1차측 입력 전류
- (d) 1차측 공진 캐패시터 전류

Fig. 10. The Simulation wave form of the primary

- (a) Input Gate Voltage of FET
- (b) Drain - Source of FET
- (c) Primary Input Current
- (d) Primary Resonant Capacitor Current

그림 10은 트랜스포머 1차측 회로부분에 대한 주요 시뮬레이션 파형이다. 입력 전압 DC 24 [V]에 대해 FET의 드레인-소스 전압은 최대 91 [V_{p-p}]의 전압이 나타난다. 그러나 이것은 전압이 존재하는 구간에서 전류가 0이 되므로 전력소모가 일어나지 않으며 영전압 스위칭이 되게된다. 1차측에서의 높은 스위칭 전압은 2mm의 매우 큰 갭이 있음에도 불구하고 2차측에 23 [V_{p-p}]의 높은 전압을 발생시키게 된다.

그림 11은 트랜스포머 2차측에 대한 시뮬레이션 파형이다. 2차측에 발생된 높은 전압은 SR1, SR2, D1 그리고 D2를 앞의 2-2절에서 설명한 바와 같이 동작시키게 된다.

사진 1은 사용된 컨버터에서 1차측 회로의 주요 파형이며 사진 2는 컨버터 2차측에서의 주요 파형이

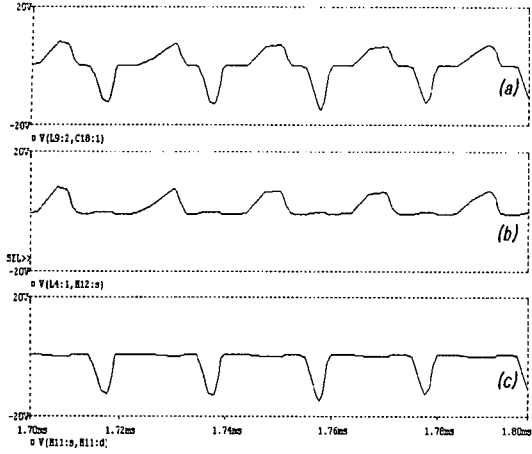
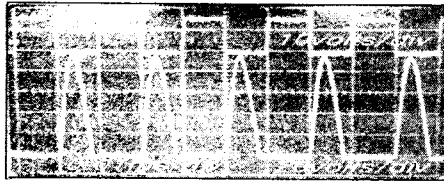


그림 11. 컨버터 2차측의 시뮬레이션 파형

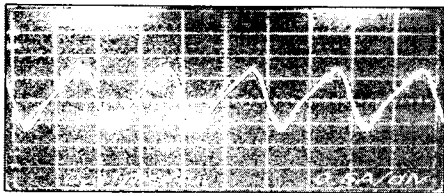
- (a) 트랜스포머 2차측 전압
- (b) SR1의 드레인-소스 전압
- (c) SR2의 드레인-소스 전압

Fig. 11. The Simulation wave form of the secondary

- (a) Secondary Voltage of Transformer
- (b) Drain - Source Voltage of SR1
- (c) Drain - Source Voltage of SR2



(a)



(b)



(c)

사진 1. 컨버터 1차측의 주요파형

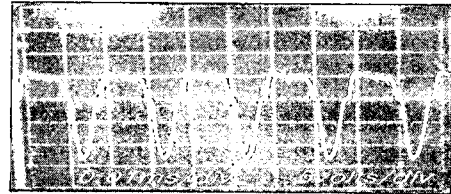
- (a) 게이트 입력 및 드레인-소스 전압
- (b) 1차측 입력 전류
- (c) 1차측 공진 캐패시터 전류

Photo 1. The main wave form of the primary

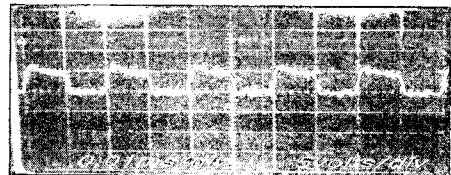
- (a) Gate Input and Drain-Source Voltage
- (b) Primary Input Current
- (c) Primary Resonant Capacitor Current

다. 2차측 파형에서 +전압이 시뮬레이션과 약간 차이가 나고 있으나 이것은 코어특성에 의해 나타난 것으로 이것을 제외하고는 시뮬레이션 파형과 거의 일치함을 볼 수 있으며 또한 동기식 정류기의 동작도 확인할 수 있다.

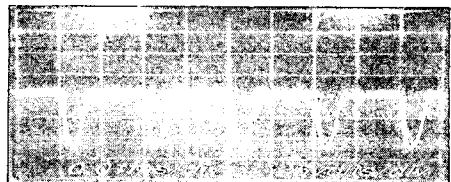
제안된 컨버터의 특성을 검토하기 위해 부하의 범위를 $1[\Omega]$ 에서 $10[\Omega]$ 까지 변화시키면서 1차측 FET의 드레인-소스 양단전압, 2차측 전압을 측정하고 시뮬레이션 결과와 비교하였다.



(a)



(b)



(c)

사진 2. 컨버터 2차측의 주요파형

- (a) 트랜스포머 2차측 전압
- (b) SR1의 드레인-소스 전압
- (c) SR2의 드레인-소스 전압

Photo 2. The main wave form of the secondary

- (a) Secondary Voltage of transformer
- (b) Drain - Source Voltage of SR1
- (c) Drain - Source Voltage of SR2

그림 12에서 A는 시뮬레이션에 의한 드레인-소스 사이의 전압이고 B는 실제 측정된 스위치 양단 전압이다. C는 시뮬레이션에 의한 2차측 유기 전압이며 D는 실제 측정된 2차측 전압을 나타내고 있다. 실제로 스위치에 걸리는 전압은 $110 [V_{p-p}]$ 내외이고 2차측 출력전압도 $18 [V_{p-p}]$ 내외로 시뮬레이션 결과와 비교적 일치함을 알 수 있다.

그림 13은 컨버터의 출력전력을 측정한 결과이다. 최대출력은 부하저항이 $1 [\Omega]$ 인 경우 $1700 [mW]$ 로 설계시 목적했던 결과에 근접한 결과를 얻어냈다.

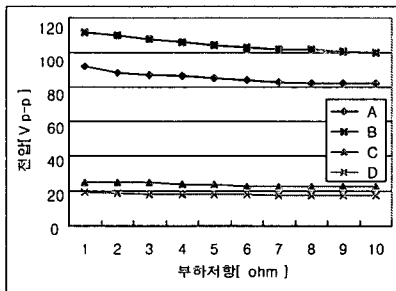


그림 12. 드레인-소스 전압과 2차측 전압의 시뮬레이션 결과와 측정결과
 Fig. 12. The Simulation result and the measurement result of Drain-Source voltages and secondary voltages

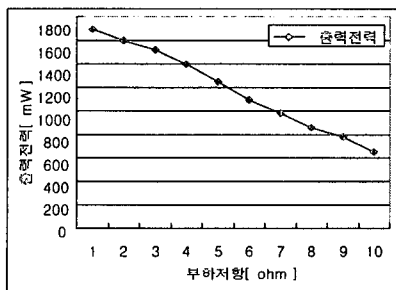


그림 13. 부하저항에 따른 출력전력
 Fig. 13. Output power for load

3. 결 론

본 논문에서는 분리가능한 트랜스포머를 이용하여 비접촉 충전 에너지 전달을 위한 자기구동 동기정류기를 갖는 포워드 ZVS MRC를 제안하였다. 트랜스포머 1차측과 2차측 사이의 갭을 변화시키면서 그 결합계수 k 와 결합인덕턴스, 누설인덕턴스등을 측정하였다. 측정된 트랜스포머의 파라미터들과 C_N 과 f_N 를 토대로 공진을 위한 소자의 값들을 결정, 구성, 실험하였다.

제안된 컨버터는 큰 에어갭이 있는 경우임에도 불구하고 1차측에서 공진에 의한 높은 전압을 이용하여 2차측으로 큰 전압을 유도하게 되어 전력을 전달하게 된다. 이러한 결과를 통해 포워드 ZVS MRC를 이용함으로써 회로의 구성을 간단히 하였다. 누설성분이나 기생성분에 의한 영향을 제거하여 높은 주파수 동작이 가능하게 되었으며 갭에 따른 결합계수나 공진 주파수가 선형적으로 변화됨을 이용하여 제어가 비교적 쉽게 될 수 있음을 알수 있었다. 그리고 휴대용이나 소형 전자장치의 배터리에 접촉점을 갖지 않고 에너지를 전달, 충전하는데 더욱 효과적임을 확인하였다.

참 고 문 헌

- (1) Hideaki Abe, Hiroshi Sakamoto and Koosuke Harada, "Non-Contact Charger Using A Resonant Converter With Parallel Capacitor Of The Secondary Coil", IEEE Transactions on Power Electronics, 136-141p, 1998.
- (2) H. Sakamoto, K. Harada, S. Washimiya and K. Takehara, "Large Air-gap coupler for inductive charger" IEEE Transactions on Power Electronics, 3526-3528p, 1999.
- (3) J.A. Cobos, O. Garcia, J. Uceda, J. Sebastian and E. da la Cruz, " Comparison of high efficiency low output voltage forward topologies", IEEE Transactions on Power Electronics, 887-894p, 1994.
- (4) W.Tang, W.A.Tabisz, A.Lotfi, F.C.Lee and V.Vorperian, "DC analysis and design of forward Multi-Resonant Converter." IEEE Power Electron. Spec.conf. Rec., pp.862-869. 1990.
- (5) Toshi Hiro Nishimura, Tetsuji Eguchi and Katsuya Hirachi. "A Large Air Gap Flat Transformer for A Transcutaneous Energy Transmission System". PESC'94 Record 25th Annual IEEE, page:1323-1329 vol,2, 1994.
- (6) Ali Chahary and Bo H. Cho, "Design of a Transcutaneous Energy Transmission System Using a Series Resonant Converter", IEEE Transactions on Power

비접촉 충전 에너지 전달을 위한 포워드형 ZVS MRC에 관한 연구

Electronics, Vol. 7, No. 2, 1992.

- (7) J. A. Cobos, J. Sebastian, J. Uceda, E. de la Cruz and J.M. Gras "Study of the applicability of self-driven synchronous rectification to resonant topologies" IEEE Power Electron. pp.932-940. 1992.

◇ 저자소개 ◇

김 영 길 (金永吉)

1972년 5월 21일생. 99년 서경대학교 컴퓨터공학과 졸. 현재 광운대학교 대학원 전자공학과 석사과정.

김 진 우 (金珍祐)

1966년 4월 15일생. 90년 광운대학교 전자공학과 졸. 93년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(석사). 현재 광운대학교 대학원 전자공학과 박사과정.

김 태 웅 (金泰雄)

1964년 3월 13일생. 88년 광운대학교 전자공학과 졸. 90년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(석사). 95년 (주) 이디엔지니어링 5년 재직. 98년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(박사).

원 영 진 (元榮鎭)

1960년 3월 9일생. 84년 광운대학교 전자공학과 졸. 90년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(석사). 94년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(박사). 현재 부천대학 전자과 부교수.

이 성 백 (李成栢)

1940년 12월 27일생. 65년 한양대학교 전기공학과 졸. 87년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸(박사). 현재 광운대학교 전자공학과 교수.