

비접촉 충전을 위한 ZVS 다중공진 포워드 컨버터의 설계

김영길, 나희수, 김진우, 이성백
광운대학교 전자공학과

A Design of ZVS Multi-Resonant Forward Converter for Non-contact Charging

Young-Gil Kim, Hee-Su Na, Jin-Woo Kim, Sung-Paik Lee
Dept. of Electronic Engineering Kwang-Woon University

Abstract - In the charge system, a contact type-convenient-charging method is insufficient because of the contact failure around moist environment and troublesome question to put in and pull out. For the solution of this problem, an electromagnetically coupled non-contact charger for the rechargeable cell is proposed using ZVS multi-resonant forward converter. In this paper magnetizing inductance, leakage inductance and coupling coefficient, k are observed. By using the observed value, the proposed circuit is simulated by the PSPICE and implemented and the peak voltage of switch and output power are measured.

갖고 있는데 그 중에서 주목할 것은 전력회로 소자들과 관련된 필수 불가결한 기생리액턴스들을 흡수할 수 있다는 점이다.

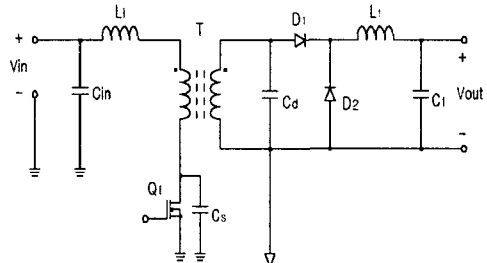


그림1. ZVS 다중공진 포워드 컨버터의 기본회로

1. 서 론

최근 이동통신의 발전이나 전자기기의 소형화에 따른 휴대용 전자제품이 날로 증가하고, 이러한 제품에 2차 전지가 그 전원으로 이용이 늘어가고 있는 추세이다. 여기서 2차 전지는 전기량의 일정량 방전 후 재충전이 필요하다. 이때 사용하는 배터리 충전기는 기존에는 접촉 형으로써 배터리 부분과 충전기 부분의 도체를 물리적으로 접촉하여 에너지를 전달하는 방식을 취하고 있다. 그러나 이것은 마모나 습기에 취약한 점을 지니고 있다. 따라서 이러한 결점을 해결하기 위해 에너지를 전달하는데 있어 사용되는 트랜스포머를 분리가능한 형태로 제작하고, 그것을 통해 접촉을 하지 않고 에너지를 전달하는 연구가 많이 이루어져 왔다[1][2].

이러한 연구의 대부분은 두 개 이상의 스위치가 사용되는 하프브리지나 풀브리지 컨버터의 형태로 이루어져왔다. 그러나 본 논문에서는 ZVS 다중공진 포워드 컨버터를 기본 토폴로지로서 구성하였다. 이것은 브리지형태의 컨버터보다 소자수가 작고 스위칭손실도 작아 소형의 전자장치에 적합하다. 또한 이 컨버터를 사용함으로써 소자의 기생성분을 이용하여 높은 주파수 적용이 가능하다. 따라서 하나의 스위치만을 갖는 ZVS 다중공진 포워드 컨버터를 이용하여 가격이 저렴하고 부피가 작고 또한 제어가 용이한 컨버터를 설계하였다.

사용된 트랜스포머는 비교적 단면적이 넓은 포트형 코어를 사용하여 1차측 권선부분과 2차측 권선부분 사이에 겹을 넣고 각 겹에 따른 결합계수 k , 상호인덕턴스, 누설인덕턴스등을 측정하였다. 시뮬레이션을 통해 스위치 컵두전압과 출력전력등을 측정하였고 최대에 에너지를 전달할 수 있는 조건을 구해 보았다.

2. 본 론

2.1 ZVS 다중공진 포워드 컨버터

그림1은 본 논문에서 사용한 기본회로이다. 앞서 말한 바와 같이 ZVS 다중공진 포워드 컨버터는 많은 장점을

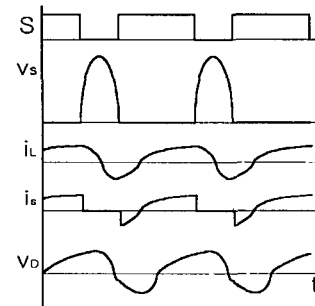


그림2. ZVS 다중공진 포워드 컨버터의 작파형

전력용 MOSFET Q_1 의 출력캐패시턴스는 1차측 공진 캐패시터 C_5 와 병렬이고 2차측 공진캐패시터 C_d 는 다이오드와 병렬이다. 그러므로 Q_1 과 D_1 , D_2 의 출력캐패시턴스와 접합용량은 공진캐패시터에 각각 흡수된다. 공진 인덕터 전류가 트랜스포머와 2차측 공진 캐패시터를 통해 흐르므로 트랜스포머의 1차측과 2차측의 누설 인덕턴스는 공진탱크에 포함된다. 또한 자화인덕턴스와 2차측 캐패시터 C_d 사이의 상호작용에 의해 트랜스포머의 리셋이 자동적으로 이루어진다. 따라서 포워드 컨버터가 일반적으로 갖게되는 리셋전선이 필요없게 된다 [3].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_d}} \quad (1)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_1}{C_d}} \quad (2)$$

식 (1)은 본 논문에서 L_1 과 C_d 에 의한 공진 주파수이고 식 (2)는 회로의 공진 임피던스이다. 그리고 사용된 스위칭 주파수는 코어의 주파수 특성을 고려하여 10 kHz에서 80 kHz로 하였다. 여기서 C_d 는 고정되어 있

고 L_1 이 갭의 크기와 관련된 결합계수에 따라 변화하므로 결국 공진주파수 f_s 을 변화시키게 된다. f_s 을 중심으로 영전압 스위칭이 일어나는 범위내에서 f_s 을 크고 작게 변화시켰다.

$$C_N = \frac{C_d}{N^2 C_S} \quad (3)$$

또한 기존의 연구결과를 토대로, 위 식에서 C_N 은 C_d 와 C_S 와의 관계를 나타내는 값으로 권선비 N 이 1일 때, 그리고 공진이 일어나고 영전압 스위칭이 일어나는 범위내에서 선택하여 $C_N=4$ 로 하였다[3].

1차측과 2차측 사이에 큰 에어갭을 갖는 트랜스포머는 매우 큰 누설인덕턴스를 갖는다. 그래서 결합계수 k 는 갭이 3.2mm이상의 크기가 되면 0.5이하로 작아진다. 이 누설인덕턴스는 갭이 3.2mm이상에서 자화인덕턴스보다 크다. 따라서 2차측에 발생하는 유도 기전력은 매우 작아지게 된다. 결국 이러한 문제는 회로에서 공진 효과를 이용하여 1차측의 전원전압보다 침투값이 훨씬 큰 정현파를 만들어냄으로서 2차측으로의 에너지 전달은 증가하게 된다. 그래서 공진은 스위치를 영전압스위칭 시키는데 필요할 뿐 아니라 이러한 목적에 의해서도 필요하게 된다.

2.2 분리 가능한 트랜스포머

그림3은 본 논문에서 사용한 트랜스포머이다. 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 아래의 그림4와 같다. 저항 R_1 과 R_2 는 기생 손실을 표현한 것인데 여기서는 아주 작은 값이므로 무시할 수 있으므로 간소화를 위해 생략하였다. 또한 트랜스포머에서의 히스테리시스 손실과 와전류에 의한 손실은 없다고 가정하였고 갭이 0.08mm인 경우에서부터 13.5mm인 경우까지에 대해 측정하였다.

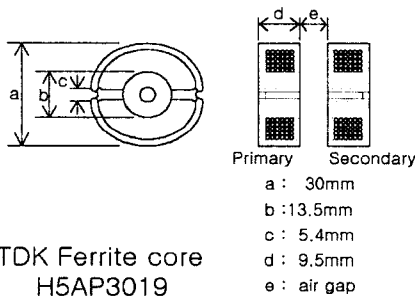


그림3. 사용된 분리 가능한 트랜스포머의 구조

자기 인덕턴스 L_1 과 L_2 , 자화 인덕턴스 L_{c1} 와 L_{c2} 누설 인덕턴스 L_{l1} 과 L_{l2} , 상호 인덕턴스 M 그리고 결합계수 k 와의 관계는 다음과 같다.

$$M = \sqrt{L_{c1}L_{c2}} = k\sqrt{L_1L_2}, \quad 0 < k \leq 1 \quad (4)$$

$$L_{l1} = L_1 - L_{c1} = L_1 - kL_1 \quad (5)$$

$$L_{l2} = L_2 - L_{c2} = L_2 - kL_2 \quad (6)$$

위 식에서 자기 인덕턴스는 결합인덕턴스(자화인덕턴스)와 누설인덕턴스의 합이고 누설인덕턴스는 자기 인덕턴스에 $(1-k)$ 를 곱한 것과 같고 결합인덕턴스는 자기 인

덕턴스에 k 를 곱한 것과 같다.

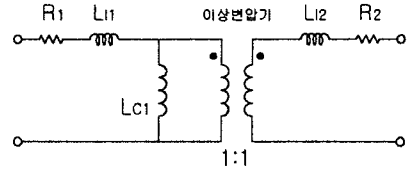


그림4. 트랜스포머의 등가 모델

이 결합계수 k 의 측정은 1차측과 2차측의 권선수를 다르게 하여 $N=2$ 로 1차측 권선은 40(turn), 2차측 권선은 20(turn)로 하였고 각 측의 누설인덕턴스와 결합인덕턴스를 측정하였다. 에어갭 0.08mm에서부터 13.5mm까지의 거리에 대해 측정한 결과를 표1에 기록하였고 이것으로 다음과 같은 결과를 얻었다.

$$k_{MAX} = 0.96 \quad (7)$$

$$k_{MIN} = 0.10$$

결과로부터 이런 조건에서 결합계수 k 는 거리에 따라 현저하게 낮아진다. 그리고 누설인덕턴스는 갭이 13.5mm의 경우에는 관련된 결합인덕턴스보다 거의 8.3배 정도 크다. k_{MAX} 에서부터 k_{MIN} 까지 L_1 이나 L_2 에서 비율의 변화를 구하였다. 1차측 코어와 2차측 코어 사이의 거리를 서서히 변화 시키는 것은 이 트랜스포머에서 자기 통로의 길이를 서서히 변화시키게 되고 결국 L_1, L_2 를 변화시키게 된다.

$$\Delta L_1 \equiv \frac{L_{1MAX}}{L_{1MIN}} = \frac{901.9}{106.1} = 8.5 \quad (8)$$

$$\Delta L_2 \equiv \frac{L_{2MAX}}{L_{2MIN}} = \frac{250.3}{30.4} = 8.2$$

Air Gap (mm)	L_1 (μH)	L_2 (μH)	M (μH)	L_{c1} (μH)	L_{l1} (μH)	k
0.08	901.9	250.3	457.3	867.5	34.4	0.96
0.97	224.2	61.9	90.7	172.4	51.8	0.77
1.58	178.4	49.2	64.3	122.4	56.1	0.68
3.12	134.8	37.9	36.1	68.1	66.7	0.5
5.83	114.9	32.6	19.8	37.1	77.8	0.32
13.5	106.1	30.4	6.1	11.4	94.7	0.1

표1. 갭의 크기에 따른 인덕턴스 및 결합계수

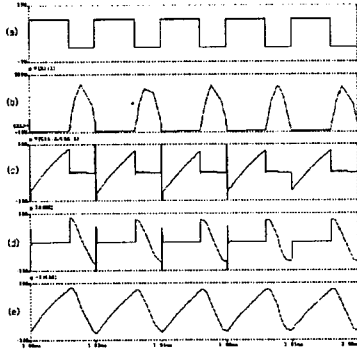
앞의 두 결과값 (7),(8)로부터 $\Delta L_1, \Delta L_2$ 가 각각 8.5배에서 8.2배까지 변화할 때 k 는 최대, 최소결합 조건으로부터 거의 9.6배 정도 변화함을 볼수 있다.

2.3 제안된 컨버터의 시뮬레이션 및 실험

ZVS 다중공진 포워드 컨버터를 PSPICE를 이용하여 시뮬레이션하고 구현하였다. 시뮬레이션은 입력 전압을 DC 100V, 부하저항을 1Ω 으로 하였다. 사용한 트랜스포머의 권선비는 1 : 1로 하였고 결합계수 k 가 0.67, 0.33, 0.1인 경우에 대해 각각 시뮬레이션하였다. 그리고 비 투자율은 1이고, 트랜스포머에서의 와전류 손실과 히스테리시스 손실은 없다고 가정하고 수행하였다.

앞서 설명한 것처럼 공진인덕터의 일부는 트랜스포머의 누설인덕턴스로 이루어지고, 즉 누설인덕턴스와 실제로 사용된 외부인덕터의 인덕턴스 합이 회로의 공진인덕턴

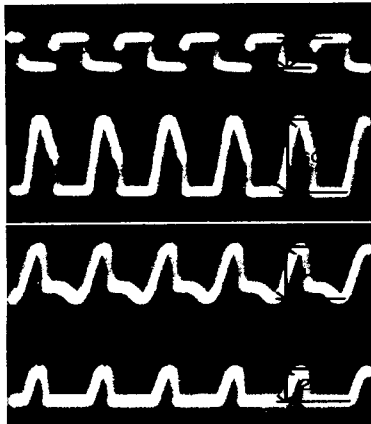
스가 된다. 여기서는 누설인덕턴스가 매우 크므로 별도의 외부 인덕터는 삽입하지 않았다. 또한 주 스위치로 IRF840을 사용하고 파워다이오드 D_1 와 환류다이오드 D_2 에는 MBR1045를 사용하여, 스위치의 출력캐패시턴스 $310 \mu F$ 와 다이오드의 결합용량 $900 \mu F$ 은 각각 C_S 와 C_d 에 포함되어진다. 위의 조건으로부터 회로를 구성, 시뮬레이션하였고 실험하였다. 결과파형은 그림5와 사진1과 같다.



(a) FET 게이트 입력전압 (b) FET 드레인-소스 전압 (c) 드레인 전류

(d) 1차측 공진 캐패시터 전류 (e) 공진 인덕터 전류

그림5. ZVS 다중공진 파워트랜스버터의 각 부 시뮬레이션 파형



(조건) 입력전압 : 20 V, 스위칭주파수 : 53 kHz, 에어갭의 크기 : 1.75 mm
사진1. ZVS 다중공진 파워트랜스버터의 각 부 실험파형

결과파형에서 스위치의 전압이 스위칭 구간에 대해 0V 이므로 영전압 스위칭이 일어난 것을 알 수 있다. 그림6, 그림7은 스위칭주파수와 결합계수 k 에 따른 출력전력과 스위치 첨두전압이다. 에어갭의 크기에 따른 공진 주파수 f_r 이 30kHz ($k=0.1$), 36kHz ($k=0.33$), 50kHz ($k=0.67$)인 경우에 대해서 스위칭 주파수를 변화시키면서 그 출력전력과 스위치 양단의 첨두전압을 시뮬레이션하였다. 여기서 회로가 비교적 안정한 상태를 유지해야하고 또한 코어의 주파수 특성도 고려해야 하므로 스위칭주파수 변화의 범위는 제한되어져야 한다. 따라서 10kHz에서 80kHz로 사이에서 구하였고 물론 듀티비는 60%로 일정하게 하였다. 시뮬레이션 결과에서 주파수 50kHz 부근에서 스위치 양단 첨두전압은 입력전압의 거의 4배에 가까워졌다.

주파수가 낮을수록 스위치 양단의 첨두전압은 증가하나 출력전력은 커지고, 주파수가 높을수록 스위치 양단 첨

두전압은 비교적 작으나 출력전력은 감소함을 알 수 있다. 그림6, 그림7에서 $k=0.33$ 인 경우, 주파수가 60 kHz이면 출력전력은 약 8 W 이나 스위치 양단 첨두전압이 380 V로 비교적 낮아지므로 정격이 낮은 스위치 사용이 가능함을 알 수 있다. 그리고 주파수가 30 kHz이면 스위치 양단 첨두전압은 470 V로 높아지지만 약 50 W의 높은 출력전력을 얻을 수 있다. 결합계수 k 에 대해서는 스위치 양단 첨두전압이 비교적 일정하고 출력전력은 결합계수 k 가 작아짐에 따라 현저하게 작아짐을 알 수 있다.

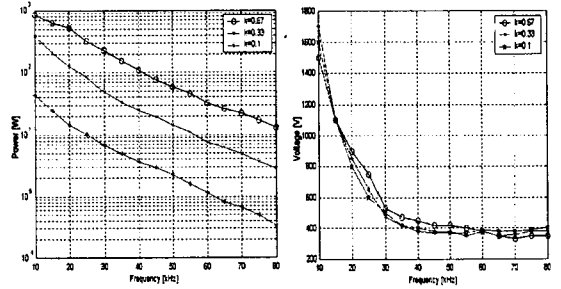


그림6. 스위칭 주파수에 따른 출력전력(좌)

그림7. 스위칭 주파수에 따른 스위치 첨두전압(우)

3. 결 론

본 논문에서는 ZVS 다중공진 파워트랜스버터를 기본 토폴로지로 구성하고 분리가능한 트랜스포머를 이용하여 비접촉 충전을 하기 위한 컨버터를 제안하였다. 트랜스포머 사이의 갭을 변화시키면서 그 결합계수 k 와 상호인덕턴스, 결합인덕턴스, 누설인덕턴스, 컨버터 출력전력, 스위치 첨두전압 등을 측정하였다. 측정된 결과치를 토대로 실험하였고 제안된 컨버터는 영전압 스위칭을 하여 스위치와 다이오드에서의 전력소모를 줄이게 된다. 실험 결과 최대 75% 정도의 에너지 전달효율을 얻었다. 갭을 통해 2차측으로 전달되는 에너지의 양은 공진형 컨버터를 이용하여 큰 첨두전압을 만들어냄으로서 큰 에너지를 전달하게 되는 것을 확인했다. 그리고 사용된 소자의 수가 비교적 작아 소형의 비접촉 충전을 위한 컨버터 구현에 적합하다. 또한 스위치가 1개이므로 제어 용이하여, 갭의 변화에 따라 변하는 공진주파수에 대해 스위칭 주파수를 변화시키므로써 출력전력을 조정할 수 있음을 확인할 수 있었다.

(참 고 문 헌)

- [1] Hideaki Abe, Hiroshi Sakamoto and Kousuke Harada, "Non-Contact Charger Using A Resonant Converter With Parallel Capacitor Of The Secondary Coil", IEEE Transactions on Power Electronics, 136-141p, 1998.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Ali Ghahary and Bo H. Cho, "Design of a Transcutaneous Energy Transmission System Using a Series Resonant Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No.2, 1992