

직·병렬 공진형 컨버터를 이용한 비접촉전원

孔泳秀*, 金恩洙[†], 梁承哲*, 金鍾武**, 申秉澈***

Non-Contact Power Supply Using the Series-Parallel Resonant Converter

Young-Su Kong, Eun-Soo Kim, Seung-Chul Yang, Jong-Mu Kim, and Byung-Chul Shin

요 약

본 논문에서는 1차 측이 20m이상의 긴 트랙케이블(Track Cable)로 2차 측은 큰 에어 갭(Air-gap)을 갖는 픽업코일(Pick-up Coil)로 구성되어 있는 비접촉 전원에 대해서 서술하였다. 이러한 비접촉 전원은 1차 측 누설 인덕턴스가 자화 인덕턴스보다 크기 때문에 커플링이 좋지 않아 1차 측의 에너지를 2차 측으로 효율적으로 전달 할 수 없다. 이와 같은 문제점을 개선하기 위하여 본 논문에서는 직렬공진 컨버터, 병렬공진 컨버터 그리고 직·병렬공진 컨버터(SPRC)의 주 회로를 해석하였고, 각 회로에 대한 전압이득 특성을 비교 검토하였다. 그리고 10kW 직·병렬공진 컨버터(SPRC)에 대한 실험결과를 서술했다.

ABSTRACT

In this paper, Non-contact power supply(NCPS) with the long primary cable longer than 20m and the large air-gap between the primary and secondary of Non-Contacting Transformer(NCT) is presented. The NCT has a large leakage inductance bigger than its magnetizing inductance because it has low coupling, and it is not efficient for NCPS to transfer the primary energy to the secondary one. In order to improve this problem, the voltage-gain characteristics of the series resonant converter, the parallel resonant converter, and the series-parallel resonant converter are analyzed respectively. In addition, the experimental results of 10kW prototype the series-parallel resonant converter is presented.

Key Words : Non-Contact Power Supply System(NCPS), Series-Parallel Resonant Converter(SPRC), Non-Contact Transformer(NCT)

1. 서 론

자동차 물류시스템에 적용되고 있는 리니어 모터 구

동 및 자기부상시스템의 전원 공급을 전력선(Power Cable)에 의한 전원 공급대신 그림 1(b)와 같이 비접촉 변압기(Non-contact Transformer)에 의한 비접촉 전원 공급 방식을 적용했다.

비접촉으로 에너지를 전달하는 방법에 대해서는 여러 분야에서 많은 연구가 이루어져 왔다. 특히 인공 심장 보조장치, 셀룰러 폰 배터리 충전장치 등에서 많은 연구가 이루어져왔다^{[3][4][5][6]}. 이러한 비접촉에 의해서 에너지를 전달하는 방법으로는 공진 컨버터가 주

[†]교신저자 : 정회원, 전주대 전기전자공학과 조교수

E-mail : eskim@jj.ac.kr

*학생회원, 전주대 전력전자 석사과정

**정회원, 전기연구원 선임연구원

***정회원, (주)신성이엔지 FAS개발팀 대리

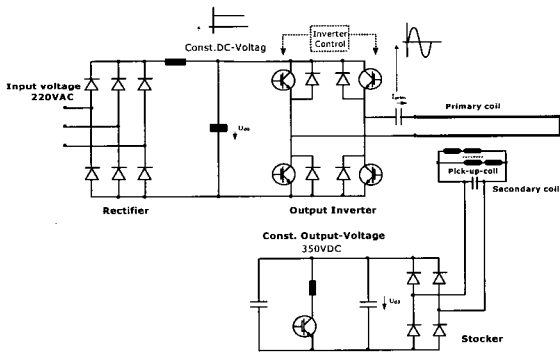
접수일자 : 2002. 12. 16 1차 심사 : 2003. 1. 9

2차 심사 : 2004. 4. 30 심사완료 : 2004. 5. 7

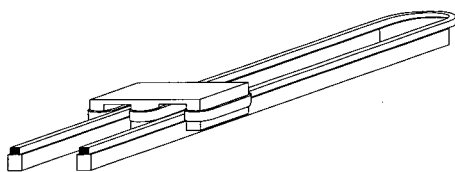
로 사용되고 있다.

본 논문의 비접촉 전원(NCPS)은 기존 비접촉 전원과 달리 변압기 1차 측 권선 길이가 20m 정도 길어서 누설인덕턴스가 매우 크고, 변압기 1차 측과 2차 측 사이에 큰 에어 갭(Air-gap)을 가지고 있기 때문에 커플링이 좋지 않아 결합계수 k 가 ($k=0.321$) 매우 작다^[3-7]. 또한 그림 1(b)에서처럼 2차 측 픽업코일(Pickup-coil)은 1차권선 상의 일부분에서 자기적 결합(Magnet Coupling)되어있고, 변압기 1차권선과 2차 측 픽업코일 사이의 에어 갭이 넓다. 이러한 비접촉 변압기는 1차 측의 누설인덕턴스가 자화인덕턴스보다 매우 크기 때문에 자화인덕턴스를 통해서 많은 무 부하 순환 전류가 흐르게 된다. 이와 같은 많은 무 부하 순환전류는 시스템 전체의 손실 저감 특성을 초래하게 된다^{[3][4]}.

따라서, 본 논문은 그림 1(a)처럼 비접촉 전원장치에 적용할 수 있는 컨버터로써 누설인덕턴스를 이용 할 수 있는 직렬공진 컨버터, 병렬공진 컨버터, 직·병렬 공진 컨버터를 검토하였다. 뿐만 아니라 10kW 직·병렬 공진 컨버터(SPRC)에 대해 이론적인 값과 실험결과에 대해서 서술했다.



(a)비접촉 전원 주회로도
(a)Non-contact power-supply system



(b)비접촉 변압기
(b)Non-contact Transformer

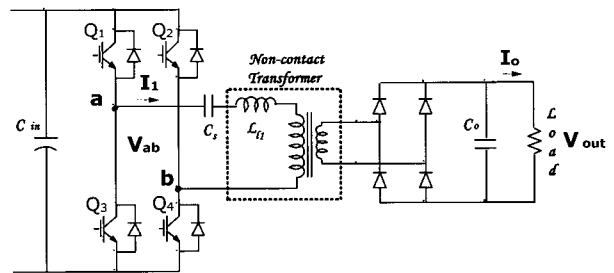
그림 1 비접촉 전원 주 회로도 및 비접촉 변압기
Fig. 1 Main circuit of the non-contact power supply and configuration of the non-contact transformer

2. 공진회로의 해석 및 특성 비교

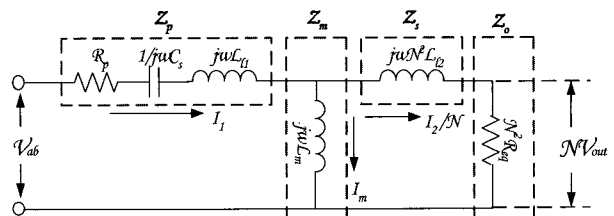
2.1 직렬공진 컨버터 회로 해석

그림 2에 직렬공진 풀-브리지 컨버터(a)와 등가회로 (b)를 나타냈다. L_1, C_s 는 변압기 1차 측의 누설인덕턴스와 직렬 커패시터이고, L_{eq} 는 비접촉 변압기의 2차 측 권선을 단락 시키고 측정된 등가 누설인덕턴스(Equivalent leakage inductance)이며, C_s 와 L_{eq} 가 함께 공진 할 때의 직렬공진 주파수 $f_{sr} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{eq} C_s}}$ 이다. 직렬공진 컨버터에 있어서 스위칭 소자의 소프트 스위칭을 위해 스위칭 주파수를 공진 주파수 f_{sr} 보다 높은 주파수에서 제어를 해야 한다^[1].

그림 2의 등가회로(b)의 L_m 은 자화인덕턴스 그리고 $N^2 L_e$ 와 $N^2 R_{eq}$ 은 1차 측에서 권선 비($N = \frac{n_1}{n_2}$)를 고려하여 바라본 2차 측의 누설인덕턴스와 등가 부하저항이다. 또한 등가 부하저항($R_{eq} = \frac{8R}{\pi^2}$)은 부하저항, 정류다이오드 그리고 필터를 등가화 한 값이다.



(a)직렬 공진 컨버터
(a)Series resonant converter



(b)등가회로
(b)Equivalent circuit

그림 2 직렬 공진 컨버터와 등가회로
Fig. 2 Series resonant converter and equivalent circuit

그림 2(b)의 등가회로의 임피던스 관계에 의해서 입출력에 대한 전압 이득 비($|V_G| = \frac{V_{out}}{V_{in}}$)는 (1)과 같이 표현된다.

$$|V_G| = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + \frac{Z_p}{Z_m} + \frac{Z_p + Z_s + Z_s Z_p / Z_m}{Z_o}} \right|$$

$$= \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + X_1 - X_2 + A + jQ_s \left(\frac{\omega}{\omega_{sr}} - \frac{\omega_{sr}}{\omega} \right) + jX_3} \right| \quad (1)$$

단,

$$\omega_{sr} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_s}}, \quad L_{eq} = \frac{L_m L_n + L_n L_p N^2}{L_m + L_p N^2}$$

$$\alpha = \frac{1}{N^2} + \frac{L_p}{L_m}, \quad R_{eq} = \frac{8R}{\pi^2}$$

$$Q_s = \frac{\omega_s L_{eq} \alpha}{R_{eq}}, \quad X_1 = \frac{L_n}{L_m}, \quad X_2 = \frac{1}{\omega^2 L_m C_s}$$

$$A = \frac{R_s}{R_{eq}} \alpha, \quad X_3 = \frac{R_s}{\omega L_m}$$

그림 3은 (1)에 대한 등가 부하저항과 스위칭 주파수(f_s)의 변화에 따른 시뮬레이션 결과이다. 비접촉 변압기를 적용한 직렬공진 전압이득 특성은 비접촉 변압기 1차 측의 누설인덕턴스가 매우 크고, 작은 자화인덕턴스 때문에 낮은 커플링 계수에 의해서 기존 직렬공진 전압이득과 다른 특성을 보인다. 그림 3에서 비접촉 변압기를 적용한 직렬공진 특성은 등가 부하저

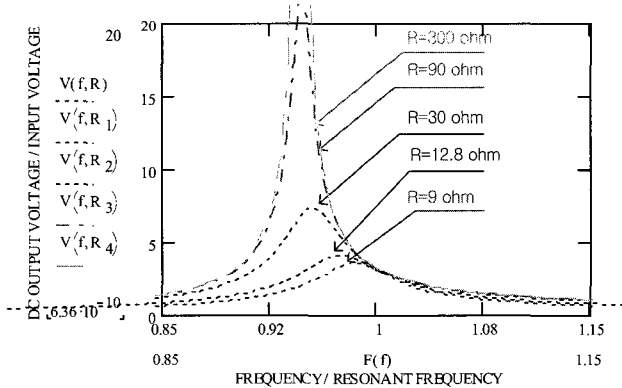


그림 3 $C_s = 0.6 \mu F$, $k = 0.321$, $f_r = 23.87 kHz$ 일 때의 직렬공진 컨버터의 전압 이득
 Fig. 3 Voltage gain of the series resonant converter in the condition of $C_s = 0.6 \mu F$, $k = 0.321$ and $f_r = 23.87 kHz$

항의 변화에 따라 전압이득의 변화가 매우 큼을 볼 수 있다. 그리고 경 부하에서 이러한 큰 전압이득 변화(300Ω일 때 $G_V = 72$, 90Ω일 때 $G_V = 23$)는 전체적인 시스템에 큰 부담이 될 수 있는 단점을 가지고 있다. 또한 일정한 출력 전압을 제어하기 위한 스위칭 주파수는 직렬공진 주파수와 부하변화에 따른 공진 주파수 사이에 있어야만 하기 때문에 주파수 제어 범위가 너무 협소한 단점을 가진다.

2.2 병렬공진 컨버터 회로 해석

그림 4는 병렬공진 풀-브리지 컨버터(a)와 등가회로(b)를 나타냈다. L_n , C_p 는 각각 변압기 1차 측의 누설인덕턴스와 변압기 2차 측의 병렬 커패시터이고, L_p 는 비접촉 변압기의 1차 측에서 권선비를 고려하여 바라본 2차 측의 누설인덕턴스와 1차 측의 자화인덕턴스의 합이며, C_p 와 L_p 가 함께 공진 할 때의 병렬공진 주파수 $f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_p C_p}}$ 이다. 그림 4(b)의 등가회로에서 L_m 은 자화인덕턴스, L_n 은 1차 측 누설 인덕턴스, $N^2 L_p$, $N^2 R_{eq}$, C_p 는 권선비를 고려하여 입력측에서 바라본 2차 측 누설인덕턴스와 등가 부하저항 그리고 병렬커패시터이다.

그림 4(b)의 등가회로의 임피던스 관계에 의한 입출력 전압 이득 비($|V_G|$)는 (2)와 같이 표현한다.

$$|V_G| = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + \frac{Z_p}{Z_m} + \frac{Z_p + Z_s + Z_s Z_p / Z_m}{Z_o}} \right|$$

$$= \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + X_1 + A + jQ_s + jQ_p \left\{ \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 - 1 \right\}} \right| \quad (2)$$

단,

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}}, \quad Q_p = \frac{R_s}{\omega L_m}$$

$$R_{eq} = \frac{8R}{\pi^2}, \quad X_1 = \frac{L_n}{L_m}$$

$$Q_s = \frac{\omega L_{eq} \alpha}{R_{eq}}, \quad A = \left(\frac{R_s}{R_{eq}} - \omega^2 C_p L_{eq} \right) \alpha$$

진개된 (2)으로부터 풀-브리지 병렬공진 컨버터의 부하이득곡선을 그림 5에 나타냈다.

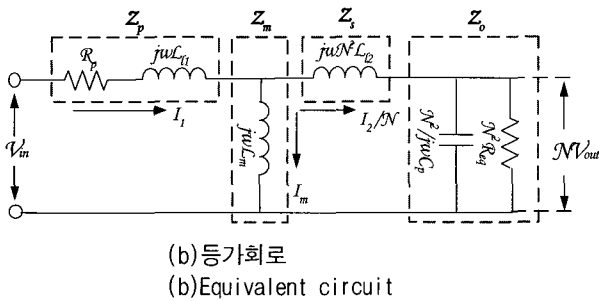
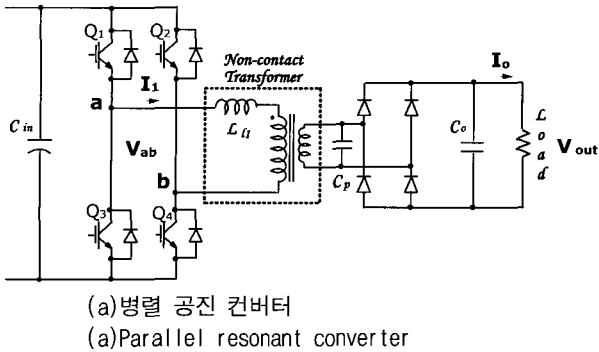


그림 4 병렬 공진 컨버터 와 등가회로
Fig. 4 Parallel resonant converter and equivalent circuit

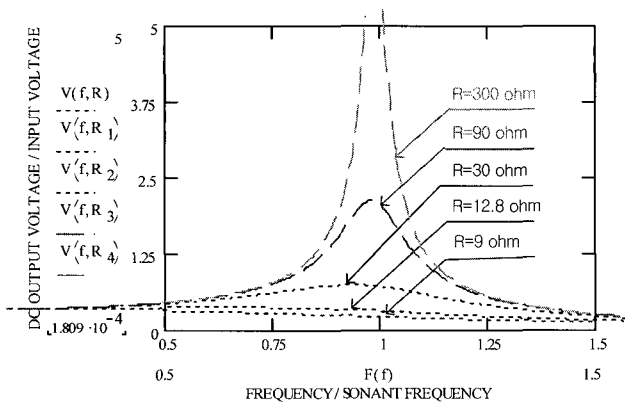


그림 5 $C_p = 0.6\mu F$, $k = 0.321$, $f_p = 22.34kHz$ 일 때의 병렬 공진 컨버터의 전압 이득
Fig. 5 Voltage gain of the parallel resonant converter in the condition of $C_p = 0.6\mu F$, $k = 0.321$ and $f_p = 22.34kHz$

그림 5의 이득곡선으로부터, 중 부하에서 무 부하 까지 전 부하에 걸쳐 일정 주파수에서 동작이 가능 하다는 것을 보여준다. 하지만 병렬공진 컨버터는 중 부하에서 전압이득(99일 때 $G_V = 0.25$)이 너무

낮고 경부하 또는 무 부하에서 전압이득(300일 때 $G_V = 7.13$)이 높기 때문에 일정한 출력전압 제어에 어려움이 있다. 또한 병렬커패시터(C_p)가 상당히 커서 병렬공진 커패시터를 통한 공진 전류가 많이 흐르는 단점이 있다.

2.3 직·병렬공진 컨버터를 적용한 비접촉 전원 주 회로 특성

그림 6(a)은 직·병렬공진 컨버터(SPRC)이고 6(b)은 등가회로이다. 그림 6(b)의 등가회로에서 R_p, L_n 는 비접촉 변압기 1차 측의 긴 권선에 의한 권선 저항과 누설인덕턴스, C_s 는 비접촉 변압기 1차 측의 직렬공진 커패시터, L_m 은 자화인덕턴스, $N^2 L_s, \frac{C_p}{N^2}, N^2 R_{eq}$ 는 권선비(N)를 고려하여 C_s 에서 바라본 비접촉 변압기 2차 측 누설 인덕턴스, 병렬 커패시터 그리고 등가 부하저항이고, $V_{in}, V_{out}, I_1, I_2$ 는 1차 측과 2차 측의 입력전압과 출력전압, 입력전류와 출력전류이고 I_m 은 자화전류(Magnetizing Current)이다. 비접촉 전원에 사용된 직·병렬 공진 컨버터의 이론적인 전압 이득은 (3)과 같이 얻고, 그림 7(a)는 작은 병렬커패시터 ($0.03\mu F$) 값을 적용한 (3)에 대한 시뮬레이션 파형 이다.

그림 6(b)등가회로의 임피던스 관계에 의한 입출력 전압이득은 (3)과 같다.

$$|V_G| = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + \frac{Z_p}{Z_m} + \frac{Z_s + Z_s Z_p / Z_m}{Z_o}} \right|$$

$$= \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + X + A + jQ_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) + jQ_p \left\{ \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 - 1 \right\}} \right| \quad (3)$$

단,

$$L_{lk} = N^2 L_s + L_n, \quad L_{eq} = \frac{L_m L_n + L_n L_s N^2}{L_m + L_s N^2}$$

$$A = \frac{1}{N^2} + \frac{L_s}{L_m}, \quad L_p = L_m + L_s N^2$$

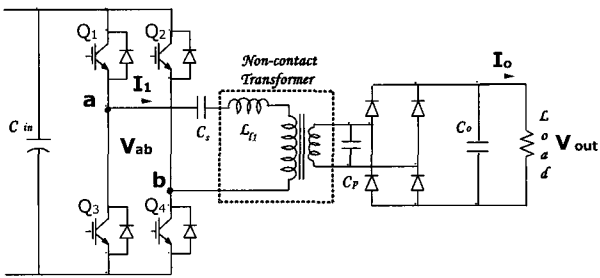
$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_s}}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}}$$

$$C_p = \frac{C_s}{N^2}, \quad Q_s = \frac{\omega_s L_{eq} A}{R_{eq}}$$

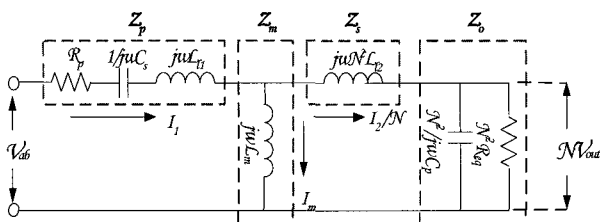
$$Q_p = \frac{R_s}{\omega L_m}, \quad R_{eq} = \frac{8R}{\pi^2}$$

$$X = \frac{L_{\Delta}}{L_m} - \frac{1}{\omega^2 L_m C_s},$$

$$A = \left(\frac{R_s}{R_{eq}} + \frac{C_p}{C_r} - \omega^2 C_p L_{eq} \right) \alpha$$



(a) 직·병렬 공진 컨버터
(a) Series-parallel resonant converter

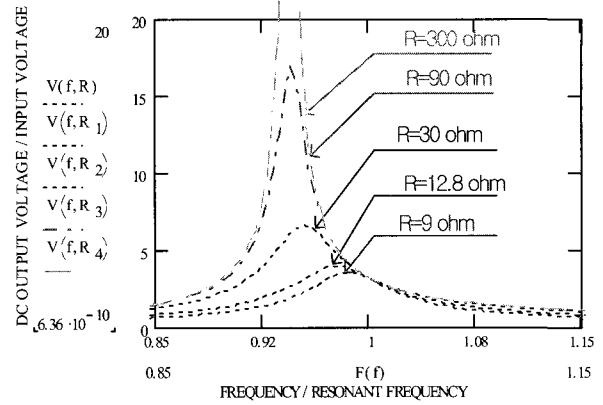


(b) 등가회로
(b) Equivalent circuit

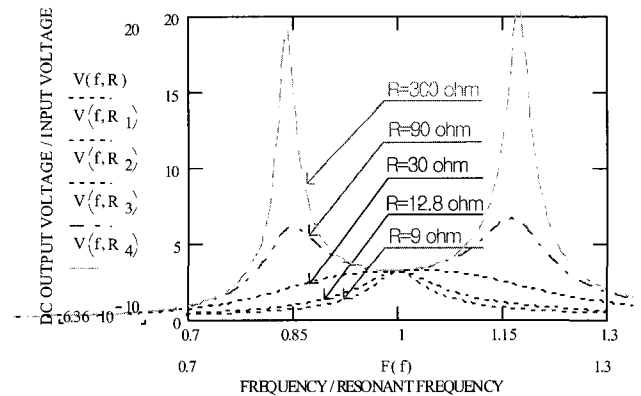
그림 6 직·병렬 공진 컨버터와 등가회로
Fig. 6 Series-parallel resonant converter and equivalent circuit

그림 7(a)는 실험을 위해 제작된 비접촉 변압기에서 측정된 파라미터 값을 적용하여 등가 부하저항과 주파수 변화에 따른 이론적 결과에 대한 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이다. 그림 7(a)에서 보는 바와 같이 직·병렬공진 컨버터에서도 직렬공진 컨버터처럼 등가 부하저항의 변화에 따라 공진 주파수가 달라지기 때문에 일정 출력 전압을 제어하기 위한 주파수 제어범위(23.154kHz~23.393kHz)가 협소하다는 어려움이 있다.

또한 스위칭 소자의 소프트 스위칭을 위해 각 부하에 대한 공진 주파수 보다 높은 주파수에서 스위칭 주파수를 제어해야만 한다. 그러므로 비접촉 변압기 1차 측 단자전압(Vab), 전류(I1) 파형이 동상에서 제어되지 않고 비접촉 변압기 1차 측에 지상전류가 흐르게 되어



(a) $C_s = 0.6\mu F, C_p = 0.03\mu F, k = 0.321, f_{sr} = 23.87\text{kHz}$ 일 때의 전압이득
(a) Voltage gain in the condition of $C_s = 0.6\mu F, C_p = 0.03\mu F, k = 0.321$ and $f_{sr} = 23.87\text{kHz}$



(b) $C_s = 0.6\mu F, C_p = 0.54\mu F, k = 0.321, f_{sr} = 23.87\text{kHz}, f_p = 23.55\text{kHz}$ 일 때의 전압이득
(b) Voltage gain in the condition of $C_s = 0.6\mu F, C_p = 0.54\mu F, k = 0.321, f_{sr} = 23.87\text{kHz}, f_p = 23.55\text{kHz}$

그림 7 직·병렬 공진 컨버터의 전압 이득
Fig. 7 Voltage gain of the series-parallel resonant converter

무효 순환전류가 많이 흐르게 된다. 그러나 그림 7(a)에서 직·병렬공진 컨버터에서 전압이득 곡선은 경부하(300Ω일 때 $G_V = 45$, 90Ω일 때 $G_V = 17$)에서 그림 3의 직렬공진 컨버터 전압이득(300Ω일 때 $G_V = 72$, 90Ω일 때 $G_V = 23$)보다 전압이득이 낮아지므로 보다 안정된 동작 특성을 얻을 수 있다. 또한 등가 부하저항 변화에 따라 보다 안정적인 전압이득 특성을 얻기 위해서 그림 7(b)과 같이 1차 측 직렬공진 주파수에 대

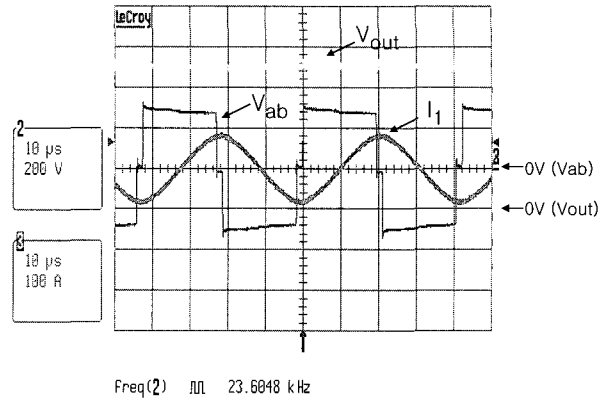
표 1 직병렬 공진 플-브리지 컨버터 주요정격
Table 1 The specification of the series-parallel resonant full-bridge converter

입 력	220V _{AC}
출력전압 제어범위	350V _{DC} , ±10%
출력 용량	10kW
스위칭 주파수 및 주 회로 방식	20kHz~50kHz, 직·병렬 공진형 플-브리지 컨버터
부 하 조 건	저항부하
적 용 소 자	IGBT (600V _{DC} , 300A)
냉 각 방 식	팬 냉각

응하도록 2차 측 병렬커패시터를 증가시켜 병렬공진 주파수를 직렬공진 주파수와 일치시켰다. 그림 7(b)은 비접촉 변압기 1차 측의 직렬공진 커패시터와 2차 측의 병렬공진 커패시터 값을 같은 직렬공진 주파수 $f_{sr} = 23.87\text{kHz}$ 에 일치 시켰을 때의 전압이득을 나타낸 시뮬레이션이다. 그림 7(b)의 시뮬레이션 파형에서 볼 수 있듯이 모든 부하조건 대하여 직렬공진 주파수와 병렬공진 주파수를 일치시킨 주파수에서 전압이득 특성곡선은 큰 변동이 나타나지 않음을 나타냈다. 그림 7의 (a)와 (b)는 비접촉 변압기 1차 측의 같은 직렬 커패시터 ($C_s = 0.6\mu\text{F}$)와 커플링 계수 $k = 0.321$ 에서 $C_p = 0.03\mu\text{F}$, $C_p = 0.54\mu\text{F}$ 값을 적용하였을 때 스위칭 주파수와 등가부하 저항을 변화시켰을 때 각각의 직·병렬공진 컨버터 전압이득 곡선을 보여준다. 시뮬레이션 결과로부터 직렬공진 주파수와 병렬공진 주파수를 동일 주파수에 고정되도록 직렬 누설인덕턴스 및 병렬 커패시터 등 파라미터를 설계하고, 직·병렬공진 컨버터의 스위칭 주파수를 일치된 공진 주파수에서 동작하게 하면 전 부하범위에서 항상 단위 역률로 에너지를 1차 측에서 2차 측으로 전달할 수 있을 볼 수 있다. 따라서 일치된 공진 주파수에서는 무 부하 순환전류를 보상 할 수 있어 효율이 개선될 수 있을 것으로 수식전개와 시뮬레이션 결과를 통해 나타났다. 그리고 향후 좀더 보완하여 실험 결과를 보고 하고자 한다.

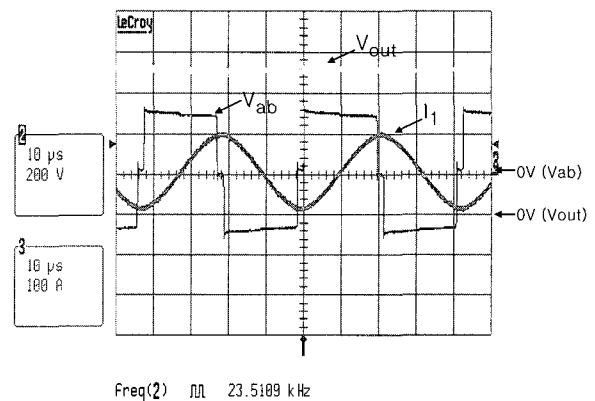
3. 실험 및 고찰

본 논문의 실험에서 그림 7(a) 파라미터 값을 가지



(100VDC/div., 200V/div., 100A/div., 10us/div.)

(a) 입력(Vin): 220VAC, 출력(Vo):350VDC, 출력:3kW
(a) Input voltage(Vin): 220VAC, Output voltage(Vo):350VDC, Output power:3kW



(100VDC/div., 200V/div., 100A/div., 10us/div.)

(b) 입력(Vin): 220VAC, 출력(Vo):350VDC, 출력:7kW
(b) Input voltage(Vin): 220VAC, Output voltage(Vo):350VDC, Output power:7kW

그림 8 비접촉 변압기 1차 측 단자전압, 전류 및 2차 측 출력전압 실험 파형

Fig. 8 Experimental waveforms of terminal voltage and current in the primary of the non-contact transformer and the output voltage in the secondary

고 직·병렬공진 컨버터를 실험적용 하였고, 비접촉 전원의 픽업코일에 사용된 코어는 페라이트 재질의 코어(이수세라믹 EE118)를 선정하여 사용하였으며 주 회로의 입력 조건은 단상의 상용 입력 전원 220VAC를 입력하여 브리지 정류회로를 거쳐서 정류된 직류전압을 직·병렬공진 컨버터 입력으로 받고, 출력전압 350VDC, 10kW의 출력사양에 대하여 실험했다.

본 논문의 실험에 적용한 공진 컨버터의 1차 측 스위칭 소자는 600V, 300A IGBT를 사용하였고, 비접촉 전원(NPCS)의 출력전압 제어는 DSP TMS320F243 디지털보드에서 RS-232C를 이용한 광통신을 통해 출력전압을 비접촉으로 피드백을 받아 직·병렬공진 컨버터를 제어했다. 그림 8의 (a), (b)는 스위칭 주파수 가변 제어를 통해 출력전압을 일정하게 제어하며 3kW 부하와 7kW 부하 일 때의 비접촉 변압기 1차 측의 단자전압(Vab), 전류(I1) 및 비접촉 변압기 2차 측 출력 전압(Vout)의 실험 파형을 나타냈다. 그림 8(a), (b)의 직·병렬공진 컨버터의 스위칭 주파수는 7kW에서 약 $f_s = 23.51kHz$ 와 3kW에서 약 $f_s = 23.6kHz$ 동작함을 볼 수 있고, 이 스위칭 주파수는 직렬공진 주파수보다 높은 주파수에서 스위칭을 하기 때문에 지상 전류가 흐르는 것을 보여 주고 있다. 그리고 그림 8의 (a), (b)에서 볼 수 있듯이 비접촉 변압기의 단자전압과 전류가 동상에서 제어되지 않을 경우 비접촉 변압기에는 많은 순환전류가 흐르게 된다. 그림 9는 입력 전압 220VAC, 출력전압 350VDC에서 부하변화(무 부하⇒3kW⇒7kW⇒3kW⇒무 부하)에 대한 출력전압 응답특성 실험결과 파형이다. 그림 9의 전압 응답특성 실험 파형에서 알 수 있듯이 출력 부하변화에 대해서 스위칭 주파수 가변 제어에 의해 출력전압이 항상 일정하게 제어되고 있다.

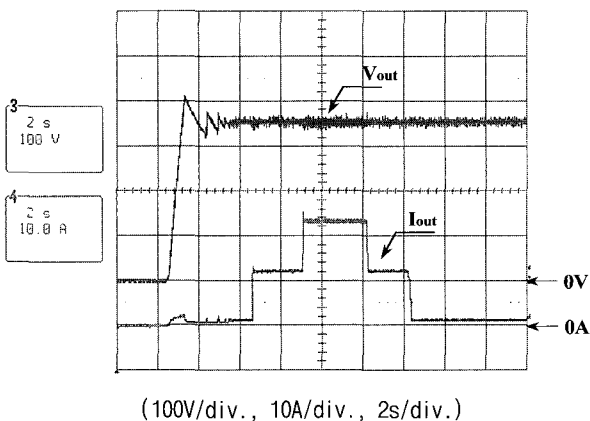


그림 9 부하변화에 대한 출력전압 응답특성 실험파형
Fig. 9 Experimental waveform of the response characteristics of output voltage and current for load change

4. 결 론

본 논문에서는 긴 1차 측 선로에 따른 큰 누설인덕

턴스와 1차 측 권선과 2차 측 픽업코일사이의 넓은 에어갭(Air-Gap)을 갖는 비접촉 변압기를 적용한 직렬공진 컨버터, 병렬공진 컨버터, 직·병렬공진 컨버터의 입·출력 전압 이득특성을 시뮬레이션을 통해서 비교 검토하였고, 10kW 직·병렬공진 컨버터를 실험하여 특성을 검토하였다. 본 논문에 제시된 직·병렬공진 컨버터의 특성은 직렬공진 컨버터의 특성과 같이 주파수제어 범위가 매우 협소하다는 단점을 가지고 있지만 경 부하에서 전압이득이 전체적으로 낮은 장점을 가진다. 이러한 낮은 전압이득 특성은 비접촉 전원 전체 시스템을 직렬공진 시스템보다 안정적으로 관리 할 수 있는 장점을 가진다. 또한 이론적인 해석을 통한 시뮬레이션과 실험결과가 일치함을 증명하였다.

이 논문은 한국전기연구원의 기관고유사업의 위탁 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] Robert L. Steigerward, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", *IEEE Trans, Power Electronics*, Vol. 3, pp. 174~182, 1988.
- [2] A. I. Pressman, "Switching Power Supply Design", McGraw-Hill, Second Edition, 1999.
- [3] G. B. Joung, and B. H. Cho, "An Energy Transmission System for an Artificial Heart Using Leakage Inductance Compensation of Transcutaneous Transformer", *IEEE Trans, Power Electronics*, Vol. 13, pp. 1013~1022, 1998.
- [4] C. G. Kim, D. H. Seo, J. S. You, J. H. Park, and B. H. Cho, "Design of a Contactless Battery Charger for Cellular Phone", *IEEE Trans, Industrial Electronics*, Vol. 48, pp. 1238~1246, 2001.
- [5] A. Ghahary, and B. H. Cho, "Design of a Transcutaneous Energy Transmission System Using a Series Resonant Converter", *IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, pp. 1~8, 1990.
- [6] T. H. Nishimura, K. Hirachi, Y. Maejima, K. Kuwana, and M. Saito, "Characteristic of a Novel Energy Transmission For a Rechargeble Cardiac Pacemaker By Using a Resonant DC-DC Converter", *Proc. IEEE IECON'93*, Vol. 2, pp. 875~880, 1993.
- [7] C. Chakraborty, M. Ishida, and Y. Hori, "Novel Half-Bridge Resonant Converter Topology Realized by Adjusting Transformer Parameters", *IEEE Trans, Industrial Electronics*, Vol. 49, pp. 197~205, 2002.

저 자 소 개



공영수(孔泳秀)

1977년 10월 24일생. 2003년 전주대 전기 전자공학부 졸업. 2003년~현재 동 대학원 전력전자 석사과정.



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1989년~2001년 한국전기연구원. 전력전자연구그룹 선임 연구원. 2001년 9월~현재 전주대 공학부

전기전자공학 조교수.



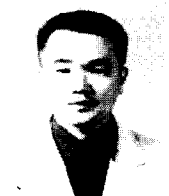
양승철(梁承哲)

1977년 12월 25일생. 2003년 전주대 전기 전자공학부 졸업. 2003년~현재 동 대학원 전력전자 석사과정.



김종무(金鍾武)

1970년 1월 4일생. 1992년 영남대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 한국전기연구소 입소. 2004년 현재 한국전기연구원 선임연구원.



신병철(申秉澈)

1997년 동의대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~2001년 한국전기연구원 위촉연구원. 2001년~현재 (주)신성이엔지 FAS개발팀 대리.