

# 낮은 커플링 변압기를 갖는 비접촉 전원의 개선된 고효율 공진 컨버터

論 文  
54B-1-6

## An Improved High Efficiency Resonant Converter for the Contactless Power Supply with a Low Coupling Transformer

孔 泳 秀\* · 金 恩 洙† · 李 賢 官\*\*  
(Young-Su Kong · Eun-Soo Kim · Hyun-Kwan Lee)

**Abstract** - Comparing with the conventional transformer without the air gap, a contactless transformer with the large air gap between the long primary winding and the secondary winding has increased leakage inductance and reduced magnetizing inductance. For transferring the primary power to the secondary one, the high frequency series resonant converter has been widely used for the contactless power supply system with the large air gap and the increased leakage inductance of the contactless transformer. However, the high frequency series resonant converter has the disadvantages of the low efficiency and high voltage gain characteristics in the overall load range due to the large air gap and the circulating magnetizing current. In this paper, the characteristics of the high efficiency and unit voltage gain are revealed in the proposed three-level series-parallel resonant converter. The results are verified on the simulation based on the theoretical analysis and the 5kW experimental prototype.

**Key Words** : Contactless Power Supply System, Contactless Transformer, SRC(Series Resonant Converter), SPRC(Series Parallel Resonant Converter)

### 1. 서 론

비접촉 전원(Contactless power supply system)은 전원 공급을 전력선(Power cable)에 의한 전원공급 대신 유도적인 결합(Magnetic coupling)을 사용함으로써 어떠한 기계적인 접촉 없이 전기에너지를 공급할 수 있으므로 환경에 민감하고, 열악한 환경 속에서 안전하게 전기에너지를 공급할 수 있는 전원장치로 사용된다. 이러한 비접촉 전원의 비접촉 변압기는 그림1에서 보는 바와 같이 1차측이 수십 미터( $m$ ) 이상의 긴 트랙케이블(Track cable)로, 2차측은 큰 공극(Air-gap)을 갖는 픽업코일(Pick-up coil)로 구성되어 변압기와 같은 원리로서 동작되고, 비접촉 변압기를 적용한 공진 컨버터의 1차측 트랙케이블에서 발생된 고주파전류에 따른 AC자계는 픽업코일에 의해 전기에너지를 2차측으로 전달된다. 본 논문에서 적용하고 있는 비접촉 전원은 변압기 1차측 권선 길이가 3m 정도로 길어서 누설인덕턴스(Leakage inductance)가 크고, 비접촉 변압기 1차측과 2차측 사이에 큰 공극을 갖고, 2차측 픽업코일은 긴 1차권선 상에 일부분만이 결합되어 있기 때문에 공극이 없는 기존 변압기와는 달리 1차측의 에너지를 2차측으로 전달하는데 많은 어려움이 있을 뿐만 아니라, 변압기의 결합(Coupling)이 좋지 않아 결합계수(Coupling coefficient)  $K$ 가( $K=0.619$ ) 작다.

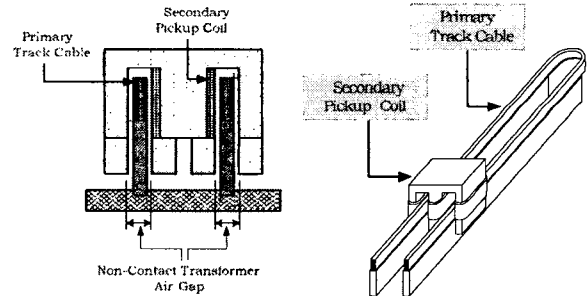


그림 1 비접촉 변압기  
Fig. 1 Configuration of the contactless transformer

또한 비접촉 변압기의 1차측 누설인덕턴스는 자화 인덕턴스(Magnetizing inductance)에 비해서 크기 때문에 1차측 전류의 많은 부분이 자화인덕턴스를 통해서 흐르게 되고[3][4], 이러한 자화인덕턴스를 통해서 흐르는 많은 자화전류(Magnetizing current)는 비접촉 전원에서 큰 손실 특성을 가진다. 이처럼 1차측의 에너지를 2차측으로 전달하는 문제점을 극복하기 위해 일반적으로 직렬공진 컨버터가 주로 적용되어 왔지만 큰 공극을 갖는 비접촉 변압기를 적용한 직렬공진 컨버터와는 달리 부하에 따른 큰 전압이득 특성 및 1차측 전압과 전류를 동상으로 제어 할 수 없으므로 출력전압 제어의 어려움과 낮은 효율특성을 갖는다. 따라서 직렬공진 컨버터의 문제점을 개선하고, 높은 입력 전압에 있어서 1차측 권선의 낮은 턴수에 의한 무부하 순환전류 저감과 높은 효율을 얻기 위해 그림2와 같이 커패시터 필터 또는 인덕터

\* 교신저자, 正會員 : 全州大 工大 電氣電子工學科 助教授 · 工博  
E-mail : eskim@jj.ac.kr  
\* 學生會員 : 全州大 工大 電氣電子工學科 碩士課程  
\*\* 學生會員 : 全州大 工大 電氣電子工學科 學士課程  
接受日字 : 2004年 7月 5日  
最終完了 : 2004年 11月 29日

필터를 갖는 3 레벨 직·병렬공진 컨버터를 적용하였다. 본 논문에서는 출력전압 노이즈 저감 및 높은 전압이득특성을 얻기 위해 커패시터 필터를 적용한 3 레벨 직·병렬공진 컨버터에 대해 이론적인 수식과 전압 이득에 대한 시뮬레이션 및 측정값을 토대로, 5kW 용량의 시제품을 제작하여 실험한 결과에 대해서 서술하고자 한다.

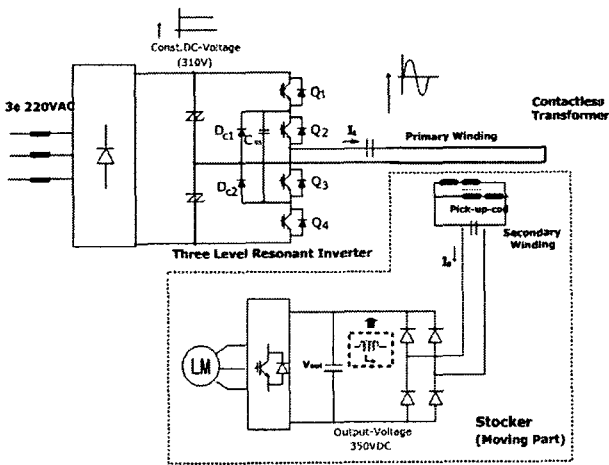


그림 2 3 레벨 공진 컨버터 적용 비접촉 전원 주회로도  
Fig. 2 Main circuit of the contactless power supply using a three-level resonant converter

## 2. 직렬공진(SRC) 컨버터와 직·병렬공진(SPRC) 컨버터의 전압이득 특성

### 2.1 직렬공진 컨버터 (SRC)

그림3은 비접촉 변압기를 적용한 3 레벨 직렬 공진 컨버터(a)와 등가회로(b)를 나타냈다.  $C_s$ 와  $L_{\alpha}$ 가 함께 공진 할 때

의 공진 주파수  $f_{sr} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{\alpha} C_s}}$  이고,  $L_{\alpha}$ 는 비접촉 변압기의 2차측 권선을 단락 시키고 측정 한 등가 누설인덕턴스(Equivalent leakage inductance)이다. 그리고 비접촉 변압기 1차측에서 바라 본 2차측의 등가 부하저항과 누설인덕턴스

는 비접촉 변압기의 권선 비( $N = \frac{n_1}{n_2}$ )의 제곱에 의해 곱해진 값이고, 전류와 전압은 권선 비에 의해 곱해진 값들이다. 그리고 3 레벨 직렬공진 컨버터는 소자의 소프트 스위칭을 위해 공진 주파수  $f_{sr}$  보다 높은 주파수에서 스위칭 동작 하는 것이 공진 주파수  $f_{sr}$  보다 낮은 주파수에서 스위칭 동작 하는 것보다 턴-온(Turn-on) 스위칭 손실이나 다이오드 스위칭 손실 등을 저감 할 수 있기 때문에 직렬공진 컨버터에 있어서 스위칭 주파수를 공진 주파수  $f_{sr}$  보다 높은 주파수에서 제어해야 한다[1]. 본 논문에 적용한 큰 공극을 갖는 비접촉 변압기는 공극이 없는 일반 변압기와 달리 1차측 누설인덕턴스가 자화인덕턴스 보다 크기 때문에 그림3(b)과 같은 등가회로로 표현한다. 여기서  $R_p, L_m, L_{\alpha}, C_s$ 는 큰 공극을 갖는 비접촉 변압기 1차측의 권선 저항과 누설인덕턴스 및

자화인덕턴스와 직렬 커패시터이다. 그리고  $N^2 L_{\ell}$ 와  $N^2 R_{\alpha}$ 은 비접촉 변압기 1차측에서 권선 비( $N = \frac{n_1}{n_2}$ )를 고려하여 바라본 2차측의 누설인덕턴스와 등가부하저항(Equivalent load resistor)이다.

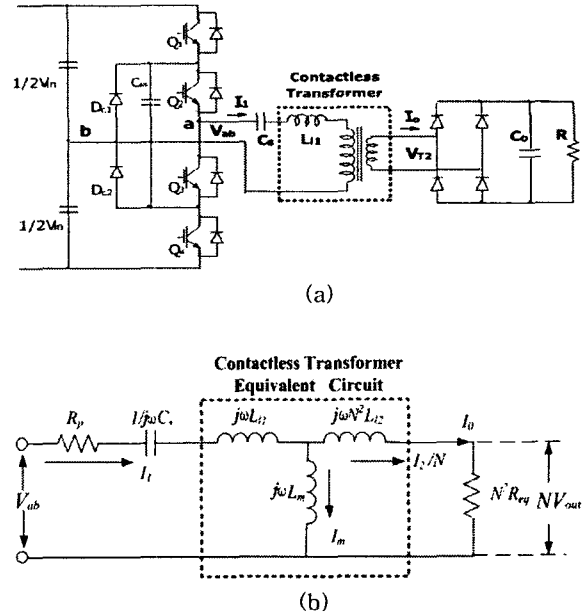


그림 3 (a) 3 레벨 직렬공진 컨버터와 (b) 등가회로  
Fig. 3 (a) Three-level series resonant converter and (b) equivalent circuit

그리고 등가 부하저항( $R_{\alpha} = \frac{8R}{\pi^2}$ )은 부하저항, 정류다이오드 및 필터(Filter)를 등가화 한 값이다. 그림3의 등가회로(b)에 대한 입·출력 전압 이득 비( $|V_d| = \frac{V_{\alpha}}{V_{ab}}$ )는 (1)과 같이 표현된다.

$$|V_d| = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + \frac{L_m}{L_{\alpha}} - \frac{1}{\omega^2 L_m C_s} + \frac{R_s}{R_{\alpha}} \alpha + jQ_s \left( \frac{\omega}{\omega_{sr}} - \frac{\omega_{sr}}{\omega} \right) + j \frac{R_s}{\omega L_m}} \right| \quad (1)$$

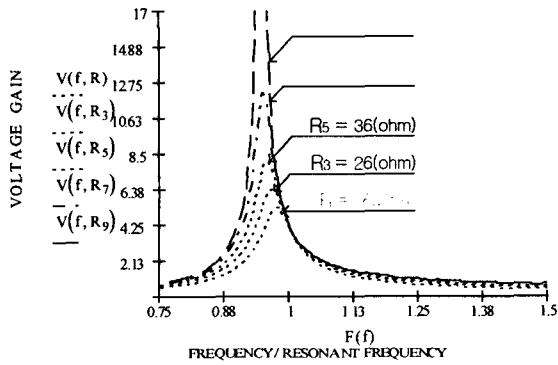
여기서,

$$\omega_{sr} = \frac{1}{\sqrt{L_{\alpha} C_s}}, \quad L_{\alpha} = \frac{L_m \cdot L_{\ell} N^2}{L_m + L_{\ell} N^2} + L_{\ell}$$

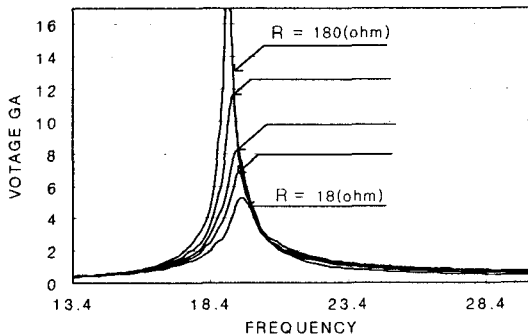
$$\alpha = \frac{1}{N^2} + \frac{L_{\ell}}{L_m}, \quad Q_s = \frac{\omega_s L_{\alpha} \alpha}{R_{\alpha}}, \quad R_{\alpha} = \frac{8R}{\pi^2}$$

그림4(a)는 (1)에 대한 등가 부하저항( $R_{\alpha}$ )과 스위칭 주파수( $f_s$ )의 변화에 따른 비접촉 변압기의 전압이득 시뮬레이션이고, 그림4(b)는 3 레벨 직렬공진 컨버터의 인버터 단자에 15V 실효전압을 인가하여 200Hz 주파수 범위로 13.4kHz~30kHz 범위에 대해서 실측한 전압이득이다. 공극이 없는 변압기를 적용한 직렬공진 컨버터에서는 직렬공진 주파수에서 등가 부하저항 변화에 대해 전압이득이 일정한 반면[1], 큰 공극을 갖는 비접촉 변압기를 적용한 3 레벨 직

렬공진 컨버터는 1차측 누설인덕턴스( $L_d$ )가 자화인덕턴스( $L_m$ )보다 크기 때문에 그림4(a),(b)에서 볼 수 있는 것처럼 등가 부하저항 변화에 따라 전압이득의 변화가 매우 큼을 볼 수 있다. 이러한 특성은 공극이 없는 기존 변압기를 적용한 전압이득 특성과 달리 등가 부하저항 변화에 대한 전압이득 특성이 너무 크기 때문에 적용된 3 레벨 직렬공진 컨버터에 큰 부담을 줄뿐만 아니라, 3 레벨 직렬공진 컨버터의 인버터 단자 전압( $V_{ab}$ )과 전류( $I_1$ )가 동상이 되지 않기 때문에 큰 전압 이득에 비례해서 많은 1차측 공진 전류( $I_1$ )가 흐르게 되어 직렬공진 컨버터에 손실을 증가시키는 요인이 된다. 또한 매우 작은 주파수 변화에 대해서 너무 큰 전압이득 변화를 나타내기 때문에 소프트 스위칭을 하기 위한 공진 주파수( $f_r$ )의 제어 조건 범위가 너무 협소하여 주파수 제어가 어려운 단점을 가지고 있다.



(a)



(b)

그림 4 3 레벨 직렬 공진 컨버터의 전압 이득

( $C_s=0.9\mu F, k=0.619, f_r=20.12kHz$ )

(a)시뮬레이션 전압이득 특성, (b)측정된 전압이득 특성

Fig. 4 Voltage gain characteristics of three-level series resonant converter

( $C_s=0.9\mu F, k=0.619, f_r=20.12kHz$ )

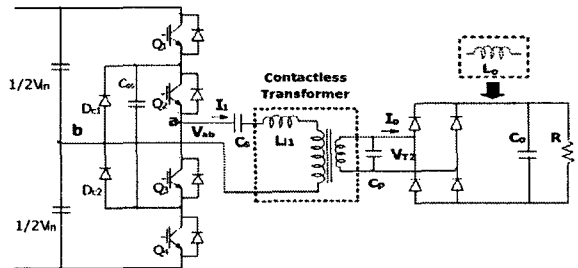
(a)The simulated voltage gain characteristics, (b)The measured voltage gain characteristics

## 2.2 직·병렬공진 컨버터 (SPRC)

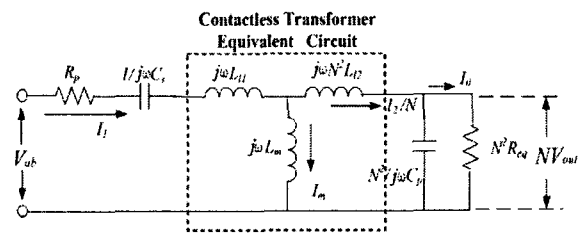
그림3의 큰 공극을 갖는 비접촉 변압기를 적용한 3 레벨 직렬공진 컨버터의 등가 부하저항 변화에 대한 너무 높은 전압 이득특성과 3 레벨 직렬공진 컨버터의 인버터 단자 전압( $V_{ab}$ )과 전류( $I_1$ )의 위상 차 그리고 주파수 제어의 어려움 등과 같은 단점을 개선하기 위해 본 논문에서는 큰 공극을 갖는 비접촉 변압기 2차측에 병렬 커패시터( $C_p$ )를 추가함으로써 3 레벨 직렬공진 컨버터에서 나타난 문제점을 개선하려고 한다. 그림5는 비접촉 변압기 2차측에 병렬로 커패시터를 적용한 3 레벨 직·병렬공진 컨버터(a)와 등가회로(b)를 나타냈다. 그림5(a)는 3레벨 직·병렬 공진컨버터의 정류다이오드 뒷부분에 커패시터 필터를 사용할 수도 있고, 인덕터 필터를 사용할 수도 있다는 것을 나타낸다. 커패

시터 필터의 경우 등가 부하저항은  $R_{eq} = \frac{8R}{\pi^2}$  이고, 인덕터

필터일 경우 등가 부하저항은  $R_{eq} = \frac{\pi^2 R}{8}$  이다[1]. 따라서 커패시터 필터를 사용할 때와 인덕터 필터를 사용할 때의 차이점은 부하저항을 증가화 시킬 때 등가 부하저항의 값의 변화만 있을 뿐 전체 회로를 증가화 함에 있어서는 영향을 주지 않는다.



(a)



(b)

그림 5 (a) 3 레벨 직·병렬 공진 컨버터와 (b)등가회로

Fig. 5 (a) Three-level series-parallel resonant converter and (b) equivalent circuit

그림5(a),(b)는 커패시터 필터의 경우에 대해서 증가화하고 시뮬레이션 하고, 측정된 결과를 나타내었다. 그림5(b)는 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 등가회로로써  $R_p, L_d$ 는 비접촉 변압기 1차측의 긴 권선에 의한 권선 저항과 누설인덕턴스,  $C_s$ 는 비접촉 변압기 1차측의 직렬공진 커패시터,  $L_m$ 은 자화인덕턴스,  $N^2L_p, \frac{C_p}{N^2}, N^2R_{eq}$ 는 권선 비를 고려하여 비접

축 변압기 1차측에서 바라본 2차측의 누설인덕턴스, 병렬공진 커패시터 그리고 등가 부하저항이며,  $V_{ab} \cdot I_1 \cdot N \cdot V_{av} \cdot \frac{I_2}{N}$ , 는 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 인버터 단자의 1차측 전압과 전류 그리고 비접촉 변압기 1차측에서 바라본 2차측의 전압과 전류이고,  $I_m$ 은 자화전류이다. 그림5(b)의 비접촉 변압기 2차측에 병렬 커패시터( $C_p$ )를 적용한 등가회로의 입·출력에 대한 전압이득은 (2)과 같다.

$$|V_d| = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + \frac{L_1}{L_m} - \frac{1}{w^2 L_m C_s} + A\alpha + jQ_s \left( \frac{w}{w_s} - \frac{w_s}{w} \right) + jQ_p \left\{ \left( \frac{w}{w_p} \right)^2 - 1 \right\}} \right| \quad (2)$$

여기서,

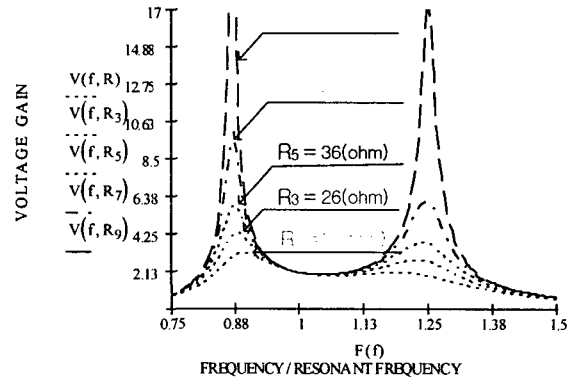
$$L_{\alpha} = \frac{L_m \cdot L_p N^2}{L_m + L_p N^2} + L_1, \quad \alpha = \frac{1}{N^2} + \frac{L_p}{L_m}, \quad L_p = L_m + L_p N^2$$

$$w_s = \frac{1}{\sqrt{L_{\alpha} C_s}}, \quad w_p = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}}, \quad C_p = \frac{C_p}{N^2}$$

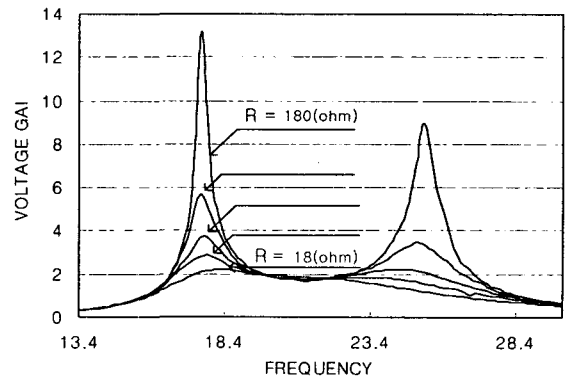
$$Q_s = \frac{w_s L_{\alpha} \alpha}{R_{\alpha}}, \quad Q_p = \frac{R_s}{\omega L_m}, \quad A = \frac{R_s}{R_{\alpha}} + \frac{C_p}{C_s} - w^2 C_p L_{\alpha}$$

$$R_{\alpha} = \frac{8R}{\pi^2} \text{ (커패시터 필터)}, \quad R_{\omega} = \frac{\pi^2 R}{8} \text{ (인덕터 필터)}$$

그림 6(a)은 비접촉 변압기 2차측에 병렬 커패시터( $C_p$ )를 추가시킨 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 전압이득 시뮬레이션이고, 그림6(b)은 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 인버터 단자에 15V 실효전압을 인가하여 200Hz 주파수 범위로 13.4kHz~30kHz 범위에 대해서 실측한 전압이득이다. 실측한 그림6(b)은 전압 이득 차이만 있을 뿐 시뮬레이션 결과와 동일한 형태를 따른다. 이러한 전압이득 차이는 실험 측정 오차와 소자들의 전압강하에 의해 발생하는 오차이다. 그리고 그림4(a),(b)에서 설명한 3 레벨 직렬공진 컨버터의 전압이득 특성 곡선과 비교해 그림6(a),(b)의 전압이득 특성곡선 결과로 3 레벨 직·병렬공진 컨버터는 비접촉 변압기 2차측을 단락 시킨 등가 직렬공진 주파수와 병렬공진 주파수가 일치된 부분에서는 모든 등가 부하저항 변화에 대해서 입·출력 전압이득 변화가 없음을 알 수 있다. 이러한 전압이득 특성곡선으로부터 비접촉 변압기 2차측을 단락 시킨 등가 직렬공진 주파수와 병렬공진 주파수가 일치된 부분에서 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 인버터 단자 입력 전압( $V_{ab}$ )과 전류( $I_1$ )가 모든 등가 부하저항 변화에 대해서 동상(In-phase)이 되는 것을 알 수 있고, 큰 공극을 갖는 비접촉 변압기 2차측의 병렬공진에 따른 임피던스 증가에 의해 자화인덕턴스를 통해 흐르던 많은 자화전류를 줄일 수 있고, 일정 동작 스위칭 주파수에서도 안정된 전압이득을 얻을 수 있어서 3 레벨 직렬공진 컨버터에 비해 효율특성이 개선됨을 볼 수 있다. 그러나 등가 직렬공진 주파수와 병렬공진 주파수를 정확히 일치했을 경우 일정 주파수 제어가 너무 민감하기 때문에 안정한 동작을 얻기 위해서는 (3)에 의해서 병렬공진 주파수( $f_p=21.7kHz$ )를 비접촉 변압기 2차측을 단락 시킨 등가 직렬공진 주파수( $f_r=20.7kHz$ )보다 높은 주파수에 위치해야 한다.



(a)



(b)

그림 6 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 전압이득 ( $C_s=0.9\mu F, C_p=1.6\mu F, k=0.619, f_r=21.7kHz$ )  
(a)시뮬레이션 전압이득 특성,  
(b)측정된 전압이득 특성

Fig. 6 Voltage gain characteristics of the series parallel resonant converter ( $C_s=0.9\mu F, C_p=1.6\mu F, k=0.619, f_r=21.7kHz$ )  
(a)The simulated voltage gain characteristics,  
(b)The measured voltage gain characteristics

표 1 적용한 비접촉 변압기의 측정 인덕턴스

Table 1 The measured inductances of contactless transformer

	$L_s$	$L_p$	$L_{\alpha}$	$L_1$	$L_2$	$L_m$
측정값	20.7 $\mu H$	37 $\mu H$	12.9 $\mu H$	13.43 $\mu H$	0.1 $\mu H$	8.38 $\mu H$

본 논문의 비접촉 전원에 적용된 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 비접촉 변압기의 측정값들은 표.I에 나타났다. (3)은 안정된 출력전압을 얻기 위한 주파수 조건이고 (3)의 조건에 의해 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 전압이득 특성곡선을 그림6과 같다. 그리고 표.I의 값과 (3)을 이용하여 안정된 출력을 위한 1차측 직렬공진 커패시터와 2차측 병렬공진 커패시터 값을 얻을 수 있다.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\alpha}C_s}} \leq \frac{1}{\sqrt{C_pL_p}} \quad \text{---(3)}$$

(3)에 의해 얻어진 1차측 직렬공진 커패시터와 2차측 병렬공진 커패시터는 각각 0.9  $\mu\text{F}$ 와 1.6  $\mu\text{F}$ 이다. 그리고  $\omega_0$ 는 등가 직렬공진 주파수와 병렬공진 주파수가 일치한 주파수이거나 등가 직렬공진 주파수 ( $f_s=20.7\text{kHz}$ )보다 병렬공진 주파수 ( $f_p=21.7\text{kHz}$ )가 높은 주파수에 있어야 한다.

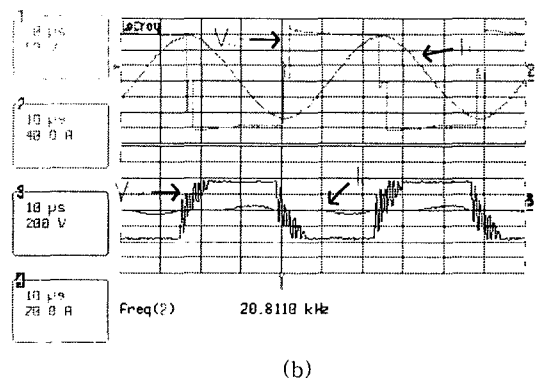
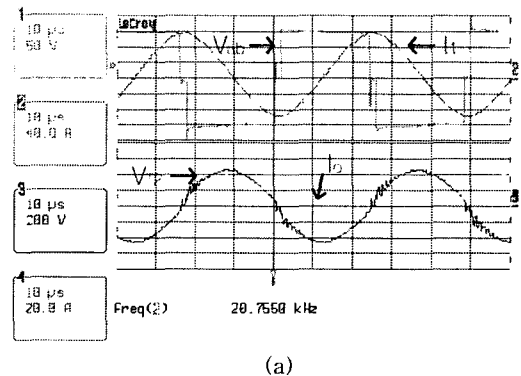
### 3. 실험 및 고찰

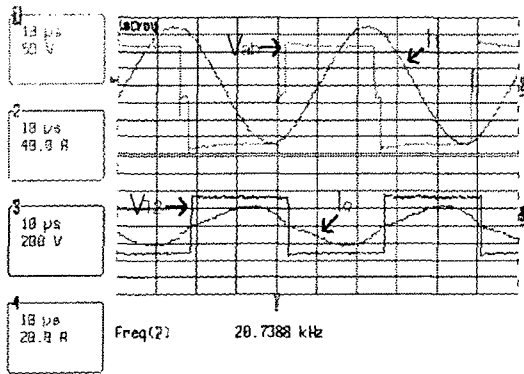
표 2 3 레벨 직·병렬 컨버터의 주요적격  
**Table 2** The specifications of the three-level series-parallel resonant converter

입 력	220V <sub>AC</sub>
출력전압 제어범위	350V <sub>DC</sub> , $\pm 10\%$
출력 용량	5kW
스위칭 주파수 및 주회로 방식	21.7kHz, 3 레벨 직·병렬 공진 컨버터
부 하 조 건	저항부하 또는 BLDC Motor
적 용 소 자	IGBT (600V <sub>DC</sub> , 300A)
냉 각 방 식	팬 냉각
코 어	EE118 (병렬 6개)

본 논문에서 비접촉 전원의 픽업코일에 사용된 코어는 페라이트 재질의 코어(EE118)를 선정하여 사용하였으며 주회로의 입력 조건은 3상의 상용 입력 전원 220VAC를 입력하여 브리지 정류회로를 거쳐서 정류된 직류전압을 3 레벨 직렬공진 컨버터와 3 레벨 직·병렬공진 컨버터 입력으로 받고, 일정 주파수에서 출력 5kW 대하여 실험하고 비교했다. 본 논문의 실험에 적용한 두 공진 컨버터는 같은 결합 계수 ( $k=0.619$ )로 무부하에서 5kW 부하출력 대해 실험하였고, 1차측 스위칭 소자는 600V, 300A IGBT를 사용하였다. 그림6의 (a),(b),(c)는 3 레벨 직렬공진 컨버터의 무부하, 0.66kW, 4.2kW의 실험결과 파형이고, 그림7의 (a),(b),(c)는 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 무부하, 0.66kW, 4.6kW에 대한 실험결과 파형이다. 그림6의 3 레벨 직렬공진 컨버터 실험결과 파형에서 볼 수 있듯이 무 부하에서는 비접촉 변압기 1차측에 무부하 순환전류가 많이 흐른다. 그리고 전 부하 범위에 대해 전압과 전류는 동상이 되지 않으며, 비접촉 변압기 1차측의 큰 전류에 의한 스위칭 소자나 다이오드의 큰 전압강하가 나타난다. 반면에 그림7의 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 실험결과 파형으로부터 무부하에서 비접촉 변압기 1차측 전류는 거의 흐르지 않는다. 왜냐하면 비접촉 변압기 2차측의 자화인덕턴스와 병렬커패시터의 병렬공진에 의한 임피던스 증가로 무부하에서 자화인덕턴스를 통해 흐르는 자

화전류를 줄이기 때문이다. 또한 3 레벨 직·병렬공진 컨버터는 모든 부하범위에 대해서 전압과 전류가 항상 동상이다. 그림8은 효율 특성곡선(a)과 출력전압 특성곡선(b)을 나타낸 것이다. 그리고 전 부하범위에 대한 두 공진 컨버터의 효율특성 곡선 그림8(a)에서 볼 수 있듯이 3 레벨 직·병렬공진 컨버터가 3 레벨 직렬공진 컨버터 보다 효율이 전 부하 범위에서 20% 이상 높다는 것을 알 수 있고, 출력전압 특성곡선 그림8(b)에서 알 수 있듯이 3 레벨 직렬공진 컨버터는 무부하 출력에서 출력전압이 DC 438V, 중부하 출력 (4.2kW)에서 DC 314V로 출력 전압변동이 큰 반면에 3 레벨 직·병렬공진 컨버터는 무부하 출력에서 출력전압이 DC 376V, 중부하 출력 (4.6kW)에서 DC 331V로 출력 전압변동이 작다. 따라서 높은 효율 특성과 안정된 출력전압을 얻기 위한 일정 스위칭 주파수 제어는 3 레벨 직렬공진 컨버터보다 3 레벨 직·병렬공진 컨버터가 더욱 바람직하다는 것을 그림6과 그림7의 실험결과 파형과 그림8의 효율특성과 출력전압 측정결과 그래프를 통해 증명했다. 그러나 그림6의 시뮬레이션의 결과와 비교 할 때 3 레벨 직·병렬공진 컨버터에서 일정 스위칭 주파수에 대한 출력 부하변화에 대해 출력전압이 감소한다. 이러한 출력전압 감소는 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 주 스위칭 소자의 전압강하와 다이오드의 전압강하 그리고 긴 1차측 권선의 권선 저항에 의한 전압강하 영향 때문이다. 그리고 본 논문에서 적용 실험한 3 레벨 직렬공진 컨버터의 스위칭 주파수 ( $f_s$ )는 약  $f_s=20.7\text{kHz}$ 이고, 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 스위칭 주파수는 병렬공진 주파수와 같은  $f_s=21.7\text{kHz}$ 이다. 또한 그림9는 3 레벨 직·병렬공진 컨버터를 적용한 비접촉 전원 사진이다.



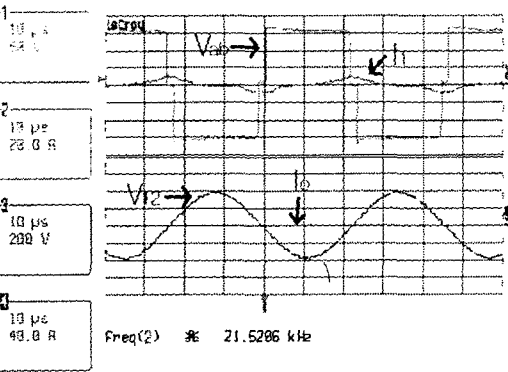


(c)

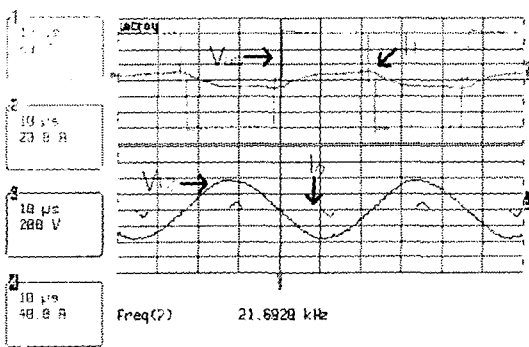
그림 6 3 레벨 직렬공진 컨버터의 고주파 인버터 1차측 단자전압( $V_{ab}$ ), 전류( $I_1$ ) 및 2차측 단자 전압( $V_{T2}$ ), 전류( $I_o$ ) 실험파형, (50VDC/div, 40A/div, 200V/div, 20A/div, 10µs/div)

(a) ( 무부하 ) (b) ( 0.66kW ) (c) ( 4.2kW )

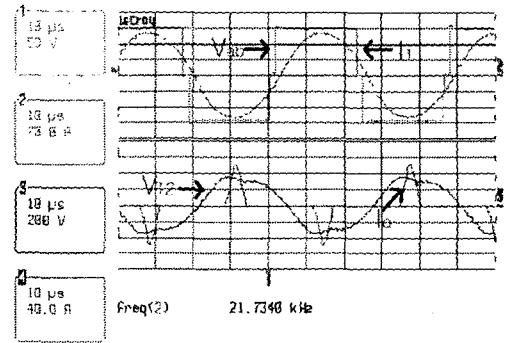
Fig. 6 Experimental waveforms of the voltage( $V_{ab}$ ) and current( $I_1$ ) in the primary, and of the voltage( $V_{T2}$ ) and current( $I_o$ ) in the secondary for high frequency inverter of three-level series resonant converter, (50VDC/div, 40A/div, 200V/div, 20A/div, 10µs/div)



(a)



(b)



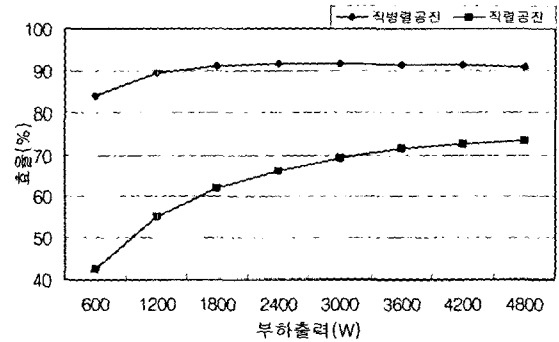
(c)

그림 7 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 고주파 인버터 1차측 단자 전압( $V_{ab}$ ), 전류( $I_1$ ) 및 2차측 단자 전압 ( $V_{T2}$ ), 전류( $I_o$ ) 실험파형, (50VDC/div, 20A/div, 200V/div, 40A/div, 10µs/div)

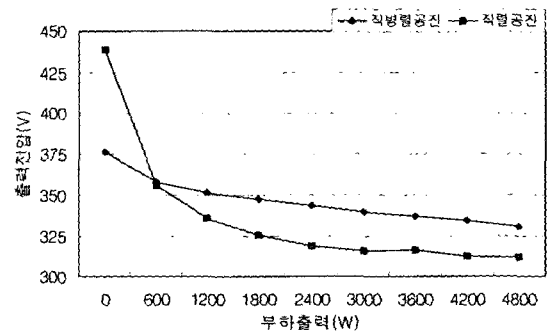
(a) ( 무부하 ) (b) ( 0.66kW ) (c) ( 4.6kW )

Fig. 7 Experimental waveforms of the voltage( $V_{ab}$ ) and current( $I_1$ ) in the primary, and of the voltage( $V_{T2}$ ) and current( $I_o$ ) in the secondary for high frequency inverter of three-level series parallel resonant converter, (50VDC/div, 20A/div, 200V/div, 40A/div, 10µs/div)

(a) ( 무부하 ) (b) ( 0.66kW ) (c) ( 4.6kW )



(a)



(b)

그림 8 (a) 부하출력 변화에 대한 효율과 (b) 출력전압 변동  
Fig. 8 (a) Efficiency characteristics and (b) output voltage variations

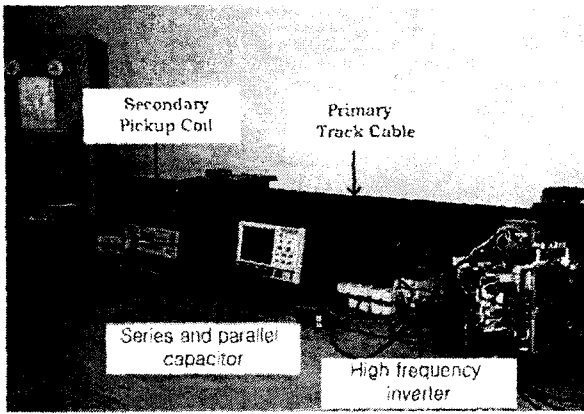


그림 9 비접촉전원 시스템  
Fig. 9 Contactless power supply system

### 3. 결 론

본 논문에서는 긴 1차측 권선 따른 누설인덕턴스와 1차측 권선과 2차측 픽업코일 사이의 넓은 공극을 갖는 비접촉 변압기를 적용한 3 레벨 직렬공진 컨버터와 3 레벨 직·병렬 공진 컨버터의 입·출력 전압 이득특성을 이론적으로 구하고, 5kW에서 두 공진 컨버터를 실험하여 비교 검토하였다. 실험결과로 3 레벨 직·병렬공진 컨버터의 비접촉 변압기 2차측의 병렬공진에 의한 임피던스 증가로 자화인덕턴스에 흐르는 전류를 많이 줄였고, 고주파 인버터의 1차측의 전압과 전류를 항상 동상으로 일치시켰으며, 3 레벨 직렬공진 컨버터보다 전 부하범위에서 20% 이상의 효율을 얻었다.

#### 감사의 글

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, PE, 1988.  
 [2] G. B. Joung, and B. H. Cho, "An Energy Transmission System for an Artificial Heart Using Leakage Inductance Compensation of Transcutaneous Transformer", in IEEE Trans, PE, Vol. 13, 1998.  
 [3] 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, 2001.  
 [4] A. Ghahary, and B. H. Cho, "Design of a Transcutaneous Energy Transmission System Using a Series Resonant Converter", in IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1990, pp.1-8.  
 [5] T. H. Nishimura, K. Hirachi, Y. Maejima, K. Kuwana,

and M. Saito, "Characteristic of a Novel Energy Transmission For a Rechargeable Cardiac Pacemaker By Using a Resonant DC-DC Converter", in Proc. IEEE IECON '93, Vol. 2, 1993, pp.875-880.

[6] C. Chakraborty, M. Ishida, and Y. Hori, "Novel Half-Bridge Resonant Converter Topology Realized by Adjusting Transformer Parameters", IEEE Trans, Industrial Electronics, Vol. 49, NO. 1, 2002.  
 [7] E.S Kim, B.Y Byun, Y.H Kim, Y.G Hong, "A Three Level ZVZCS Phase-Shifted DC/DC Converter Using A Tapped Inductor And A Snubber Capacitor", IEEE APEC, 2001.3, pp. 980-985.

## 저 자 소 개



#### 공 영 수 (孔泳秀)

1977년 10월 24일생. 2003년 전주대 전기전자공학부 졸업. 2003년~현재 동 대학원 전력전자전공 석사과정  
 Tel : 063-220-2906  
 Fax : 063-220-2056  
 E-mail : susu1457@hotmail.com



#### 김 은 수 (金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1989년~2001년 한국전기연구원. 전력전자연구그룹 선임연구원(T/L). 2001년 9월~현재 전주대 공학부 전기전자공학 조교수. 현재 당 학회 편집위원  
 Tel : 063-220-2906  
 Fax : 063-220-2056  
 E-mail : eskim@jj.ac.kr



#### 이 현 관 (李賢官)

1979년 10월 26일생. 2005년 2월 전주대 공학부 전기전자공학과 학사 졸업예정.  
 Tel : 063-220-2906  
 Fax : 063-220-2056  
 E-mail : h1k2758@daum.net