

Half-bridge 직렬공진 컨버터 적용 무접점 전원장치 효율특성

Efficiency Characteristics of Half-bridge Series Resonant Converter for the Contact-less Power Supply

李賢官* · 宋煥國* · 金恩洙† · 金倫鎬**

(Hyun-Kwan Lee · Hwan-Kook Song · Eun-Soo Kim · Yoon-Ho Kim)

Abstract - Comparing with the conventional transformer without the air gap, a contact-less transformer with the large air-gap (4.8cm) between the long primary winding and the secondary winding has the increased leakage inductance and the reduced magnetizing inductance. By the increased leakage inductance and the reduced magnetizing inductance on the primary of the contact-less transformer, a good deal of the primary current circulates through magnetizing inductance, which results in a massive loss and the high voltage gain characteristics for load variations in contact-less power supply (CPS). To consider these characteristics, in this paper, the efficiency characteristics of the contact-less power supply using a series resonant converter is presented, described and verified through theoretical analysis, computer simulation and experimental test of 2.5kW prototype.

Key Words : Contact-less power supply, CPS, Half-bridge series resonant converter, Efficiency characteristics

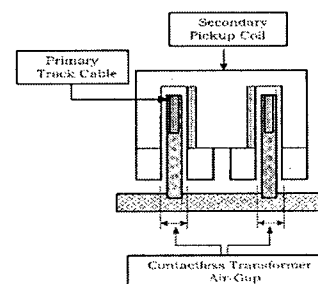
1. 서 론

자동화 물류 시스템에 적용되고 있는 리니어 모터 구동 및 자기부상시스템의 전원 공급을 전력선(Power cable)에 의한 전원공급 대신 유도적인 결합(Magnetic coupling)을 사용하는 무접점 전원(Contactless Power Supply)은 어떠한 기계적인 접촉 없이 전기에너지를 공급할 수 있으므로 환경에 민감하고, 열악한 환경 속에서 안전하게 전기에너지를 공급할 수 있는 전원장치로 사용된다. 이렇게 무접점으로 에너지를 전달하는 방법은 여러 분야에서 많은 연구가 이루어져 왔으며, 특히 인공 심장 보조 전원장치, 셀룰러 폰 배터리 충전장치, 전동 칫솔 등에서 많은 연구가 이루어져 왔다. 그러나 본 논문의 무접점 전원은 기존 무접점 전원과 달리 그림 1에서와 같이 무접점 변압기 1차측은 수십미터(m) 이상의 긴 트랙케이블(Track cable)로, 2차측은 큰 공극(Air-gap)을 갖는 픽업코일(Pick-up coil)로 구성되어 변압기와 같은 원리로써 동작된다. 이러한 무접점 변압기를 적용한 무접점 전원은 1차측 트랙케이블에서 발생된 고주파 전류에 따른 AC자계는 픽업코일에 의해 전기에너지를 2차측으로 전달한다. 본 논문에서 적용하고 있는 무접점 전원은 공간 제약으로 변압기 1차측 트랙 케이블의 권선 길이가 3m이기 때문에 수십 미터 트랙케이블의 큰 누설인덕턴스 특성을 나타내기 위해 외부인덕터를 추가하였다. 또한 비접

촉 변압기 1차측과 2차측 사이에 큰 공극(4.8cm)을 갖고, 2차측 픽업코일은 긴 1차측 권선상의 일부만 연결되어 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) $k = \frac{L_m}{\sqrt{(L_{l1} + L_m) \cdot [L_{l2} + (1/N^2)L_m]}}$ 가

($k=0.619$) 작다.^[1] 또한 무접점 변압기의 1차측 누설인덕턴스는 자화 인덕턴스(Magnetizing inductance)에 비해서 크기 때문에 1차측 전류의 많은 부분이 자화 인덕턴스를 통해서 흐르게 되고, 이러한 자화인덕턴스를 통해서 흐르는 많은 자화전류(Magnetizing current)는 무접점 변압기 1차측 단자전압과 전류의 위상에 영향을 주어 무접점 전원장치의 큰 손실 특성을 가져다주며 부하변화에 대해 높은 전압이득 특성을 보여준다. 따라서 본 논문에서는 무접점 변압기를 적용한 Half-bridge 직렬공진컨버터의 동작 및 이득특성을 분석 및 고려하여 직렬공진인버터와 변압기 2차측 정류부로 나누어 효율을 이론적으로 해석하고 시뮬레이션 및 측정하여 비교분석하였으며 2.5kW용량의 시제품을 제작하여 실험한 결과에 대해서 서술하고자 한다.



* 正會員 : LG Innotek Power 연구실/LIPS 그룹연구원

** 正會員 : 전주大 공학연구소 연구원

† 교신저자, 正會員 : 전주大 전기전자공학과 조교수

E-mail : eskim@jj.ackr

*** 正會員 : 중앙大 전자전기공학부 교수

接受日字 : 2006年 12月 6日

最終完了 : 2007年 3月 19日

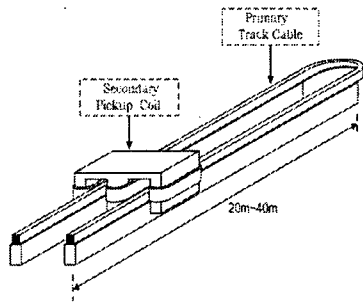
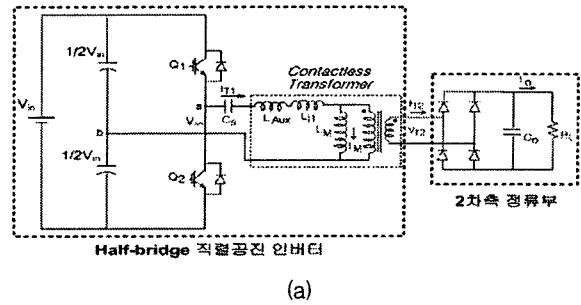
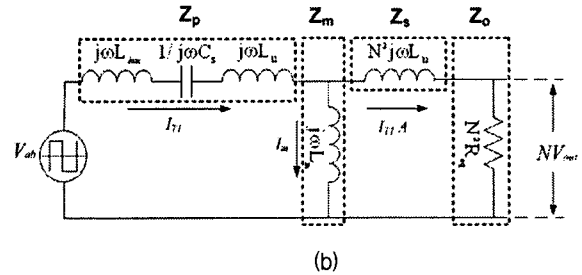


그림 1 무접점 변압기의 구성도
Fig. 1 Structure of the contactless transformer



(a)



(b)

그림 3 Half-bridge 직렬공진 컨버터 및 등가회로
(a) Half-bridge 직렬공진 컨버터 (b) 등가회로
Fig. 3 Half-bridge series resonant converter and its equivalent circuit (a) Half-bridge series resonant converter (b) Equivalent circuit

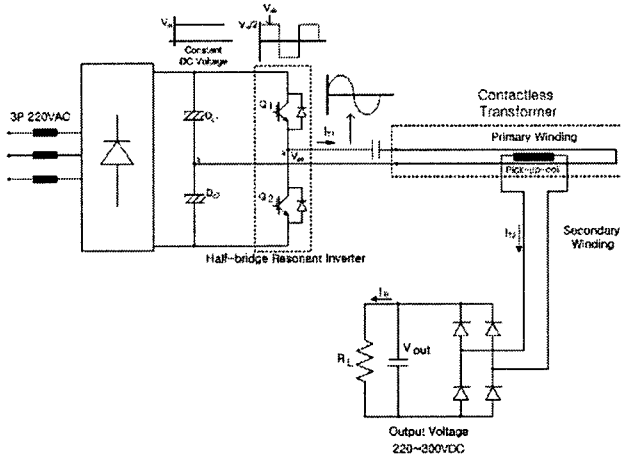


그림 2 Half-bridge 직렬공진컨버터적용 무접점전원 주회로
Fig. 2 Main circuit of the contactless power supply using a half-bridge resonant converter

2. Half-bridge 직렬공진 컨버터 특성

그림 3 (a)와 (b)는 무접점 변압기를 적용한 Half-bridge 직렬 공진컨버터 주회로와 등가회로를 나타낸 것이다. 그림 2(b)에서 V_{ab} 는 주스위치 Q_1, Q_2 의 스위칭 동작에 의해서 얻어지는 무접점 변압기의 단자전압을 구형파 전원으로 등가화 한 것이고, $L_{Aux}, L_{l1}, L_m, C_s$ 는 큰 공극을 갖는 무접점 변압기 1차측 외부 인덕턴스, 누설인덕턴스와 자화인덕턴스 및 직렬 커패시터이다. 그리고 $N^2 L_{l2}$ 와 $N^2 R_{eq}$ 는 권선 비를 고려하여 무접점 변압기 2차측의 누설인덕턴스와 커패시터 필터를 적용한 등가부하저항(Equivalent load resistor)을 무접점 변압기 1차측으로 반영(Reflect)시킨 것이다.^[2] C_s 와 L_{eq} 가 함께 공진할 때의 공진 주파수(f_r)는 $\frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{eq} C_s}}$ 이고, L_{eq}

는 무접점 변압기의 2차측 권선을 단락시키고 측정된 등가 누설인덕턴스(Equivalent leakage inductance)이다. 그림 3(b)의 등가회로에 대한 입·출력 전압이득 특성식 ($|M| = V_{out}/V_{ab}$)은 식 (1)과 같이 나타내었다.

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

$$= \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{1 + \frac{L_1}{L_m} - \frac{1}{(2\pi f)^2 L_m C_s} + jQ_s \alpha \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right)} \right| \quad (1)$$

여기서,

$$Z_p = j\omega L_{Aux} + j\omega L_{l1} + 1/j\omega C_s \quad Z_m = j\omega L_m$$

$$Z_s = N^2 \cdot j\omega L_{l2} \quad Z_o = N^2 R_{eq} \quad f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} C_s}}$$

$$L_1 = L_{Aux} + L_{l1} \quad L_{eq} = \frac{L_m \cdot L_{l2} N^2}{L_m + L_{l2} N^2} + L_1$$

$$\alpha = 1 + \frac{N^2 L_{l2}}{L_m} \quad Q_s = \frac{2\pi f_r L_{eq}}{N^2 R_{eq}} \quad R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L$$

그림 4(a)는 식(1)을 이용하여 등가 부하저항(R_{eq})과 기준화된 주파수($f_n = \frac{f}{f_r}$) 변화에 대한 직렬공진 컨버터의 전압이득 특성 시뮬레이션 결과이다. 공극이 없는 기준 변압기를 적용한 직렬 공진컨버터에서는 직렬 공진주파수(f_r)에서 등가 부하저항 변화에 대해 전압이득이 일정한 반면, 큰 공극

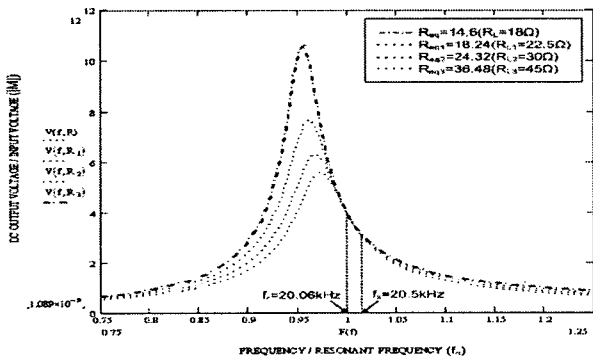
을 갖는 무접점 변압기를 적용한 Half-bridge 직렬공진 컨버터는 자화인덕턴스(L_m)가 1차측 누설인덕턴스($L_1 = L_{Aux} + L_{T1}$)보다 상대적으로 매우 작기 때문에 그림 4의 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있는 것처럼 등가 부하저항(R_{eq}) 변화에 따라 전압이득 변화가 매우 큼을 볼 수 있다. 또한 그림 4(b)는 식(3)을 이용하여 등가부하저항(R_{eq})과 기준화된 주파수($f_n = \frac{f}{f_r}$) 변화에 대한 직렬공진 컨버터의 위상특성 시뮬레이션 결과이다. 그림 4(b)의 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있는 것처럼 등가부하저항(R_{eq}) 변화에 대한 인버터 단자 전압(V_{ab})과 전류(I_{T1})의 위상이 크게 변하는 것을 알 수 있다. 이러한 특성은 공극이 없는 기존 변압기를 적용한 전압이득(M) 특성과 달리 등가부하 저항 변화에 대한 전압이득 특성이 너무 크기 때문에 Half-bridge 직렬공진 컨버터에 큰 부담을 줄 뿐만 아니라, 인버터 단자 전압(V_{ab})과 전류(I_{T1})가 동상이 되지 않고, 큰 전압 이득특성에 비례해서 많은 1차측 공진전류(I_{T1})가 흐르게 되며, 직렬 공진컨버터에 손실을 증가시키는 요인이 되어 효율을 저감시키게 된다. 따라서 이러한 직렬공진 컨버터의 효율을 개선하기 위해 효율에 영향을 줄 수 파라미터들을 고려한 효율특성에 대해 서술하고자 한다.

3. Half-bridge 직렬공진 컨버터 효율특성

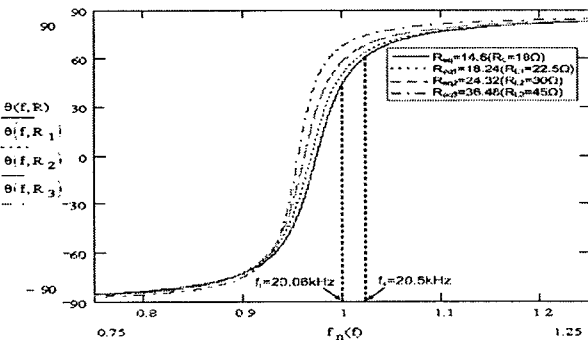
큰 공극을 갖는 무접점 변압기 적용 Half-bridge 직렬공진 컨버터는 공진회로를 위해 구형파 전압을 인가하였고, 이 공진회로는 근본적으로 정현파 전류를 공진회로의 입력으로 받기위해 고조파 전압을 필터링하는 효과를 가지므로 공진 컨버터의 변압기 2차측 정류부는 직렬공진인버터의 AC 등가부하저항으로 사용할 수 있으며, 정류부 인덕터 필터의 경우 AC등가부하저항은($R_{eq} = \frac{\pi^2}{8} R_L$)이고, 커패시터 필터의 경우 AC등가부하저항은($R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L$) 나타낼 수 있고^[2], 직렬공진 인버터는 변압기 2차측 정류부와 독립적으로 효율특성을 분석할 수 있다. 따라서 큰 공극을 갖는 무접점 변압기를 적용한 Half-bridge 직렬공진 컨버터의 효율특성을 직렬공진 인버터와 변압기 2차측 정류부 두 부분으로 나누어서 해석을 하였으며, 이를 이용하여 직렬공진 컨버터 적용 무접점 전원장치에 대해 전체 시스템 효율특성과 공진요소 파라미터 변화에 대한 효율특성을 분석하였다.

3.1 직렬공진 인버터 효율특성

직렬공진 컨버터에서 무접점 변압기 2차측 정류부의 입력 임피던스는 직렬공진인버터의 AC 부하로 사용할 수 있으며, 직렬공진 인버터는 정류부와 독립적으로 효율 분석을 할 수 있다. 또한 직렬공진 인버터는 일정 주파수에서 스위칭을 하며 적용 스위칭 소자의 소프트 스위칭을 위해 공진 주파수(f_r)보다 다소 높은 주파수에서 스위칭 동작을 하므로 직렬공진 인버터의 동작모드는 그림 5 (a)와 (b), (c)에 나타낸 바와 같이 크게 두 모드로 동작되어진다. 전력을 부하에 전달하는 파워링 모드와 1차측 자화 인덕턴스에 의해 전류가 순환하는 순환모드로 동작되어진다. 또한 파워링 모드와 순환모드의 주기는 등가 부하저항 변화(R_{eq})에 대한 입력 임피던스 위상각(θ) 변화에 따라 결정된다. 그림 5 (b)와 (c)의 등가회로에서 V_{CF} 는 주스위칭소자의 전압강하 성분이고, V_{DF} 는 주스위칭소자의 바디다이오드 전압강하 성분이다. 또한 R_{LAux} 는 외부인덕터의 내부저항이며, R_c 는 직렬공진 커패시터의 내부저항이며, R_{Lp} 는 비접촉변압기 1차측 권선저항이며, R_{Ls} 는 비접촉 변압기 2차측 권선저항 등을 나타내었다.



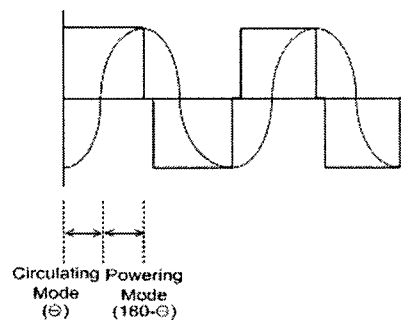
(a) 전압이득 특성



(b) 위상특성

그림 4 Half-bridge 직렬공진컨버터 특성

Fig. 4 Characteristics of half-bridge series resonant converter (a) Voltage gain characteristics, (b) Phase characteristics



(a)

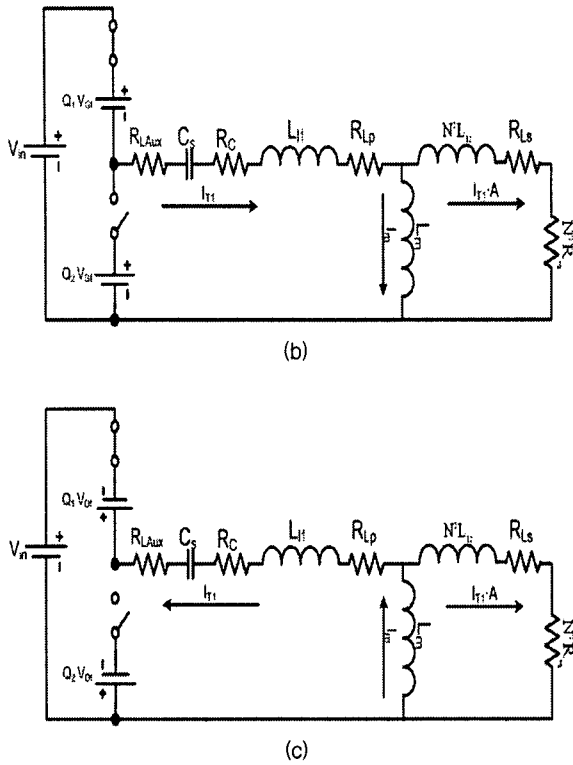


그림 5 Half-bridge 직렬공진 인버터 동작모드
 (a) 동작파형, (b) 파워링 모드, (c) 순환모드
 Fig. 5 Powering and circulating mode of half-bridge series resonant inverter (a) operating waveform, (b) powering mode, (c) circulating mode

그림 3 (b)의 등가회로에서 등가 부하저항 변화(R_{eq})에 대한 입력 임피던스와 입력 임피던스의 위상각을 식 (2)과 (3)에 나타내었다.

$$Z_{in} = \frac{1 + \frac{L_1}{L_m} - \frac{1}{(2\pi f)^2 L_m C_s} + jQ_s \alpha \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right)}{\frac{\alpha}{N^2 R_{eq}} - j \frac{1}{2\pi f L_m}} \quad (2)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{1}{2\pi f L_m} \left(1 + \frac{L_1}{L_m} \right) + \frac{\alpha^2}{N^2 R_{eq}} \left\{ Q_s \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right) \right\} - \frac{1}{(2\pi f)^2 L_m^2 C_s}}{\frac{\alpha}{N^2 R_{eq}} \left(1 + \frac{L_1}{L_m} \right) - \frac{\alpha Q_s}{2\pi f L_m} \left(\frac{f}{f_r} \right)} \right) \quad (3)$$

또한 식 (4)의 입력전류(I_{T1})은 1차측으로 유도된 등가 부하저항($N^2 R_{eq}$) 변화에 대한 1차측으로 유도된 부하전류($I_{T1} \cdot A$)와 자화 전류(I_m)의 합이고, 식 (5)의 I_{avg} 는 입력전류(I_{T1})의 평균전류이며, 식 (6)의 A는 입력전류에 대한 1차측으로 유도된 부하전류($I_{T1} \cdot A$)의 비를 나타내고 있다.

$$I_{T1} = \frac{\frac{2}{\pi} \cdot V_{in}}{Z_{in}} \quad (4)$$

$$I_{avg} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{T1} \sin \omega t \, d\omega t \quad (5)$$

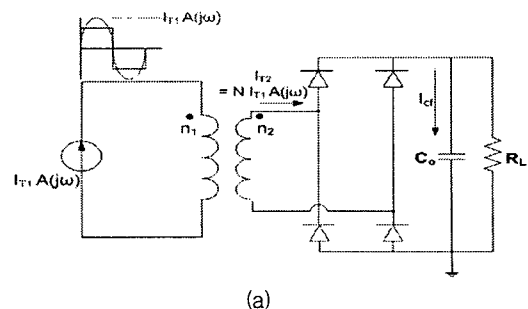
$$A(j\omega) = \frac{j\omega L_m}{j\omega L_m + N^2 j\omega L_2 + N^2 R_{eq}} \quad (6)$$

$$\eta_I = \frac{P_{Ri}}{P_{Ri} + P_r} = \frac{1}{1 + \frac{P_r}{P_{Ri}}} = \frac{1}{1 + \frac{\frac{(I_{T1})^2}{2} (R_c + R_{Lp} + R_{LAw}) + \left(\frac{I_{T1} A}{\sqrt{2}} \right)^2 R_{LS} + \frac{4 \cdot I_{T1}}{180 \cdot \pi} (V_{Gf} \cdot (180 - \theta) + V_{Df} \cdot \theta)}{(I_{T1})^2 A^2 N^2 R_{eq}}}} \quad (7)$$

식 (2)와 (3) 및 식(4)~(6)으로부터 직렬공진 인버터의 효율 특성을 식 (7)과 같이 나타내었다. 직렬공진 인버터의 효율 특성식은 스위칭 소자의 턴 온(Turn-on)시의 전압강하 성분($V_{Gf} = 0.017 \cdot I_{T1} + 0.7$)에 의한 손실과 스위칭 소자의 턴 오프(Turn-off)시 바디 다이오드의 전압강하($V_{Df} = 0.016 \cdot I_{T1} + 0.7$) 성분에 의한 손실, 직렬 커패시터의 내부저항(R_c)과 변압기 1차측 및 2차측 권선저항(R_{Lp} , R_{Ls})에 의한 손실을 고려하였다.^[5]

3.2 정류부 효율특성

그림 6(a)은 직렬공진 컨버터의 변압기 2차측 정류부 주 회로이고, 그림 6(b)은 변압기 2차측 정류부 등가회로이다. 그림 6(b)의 등가회로에서 R_r 는 다이오드 동통시의 저항성분이고, V_f 는 다이오드의 전압강하 성분이며, r_c 는 커패시터 내부저항을 나타내고 있다. 또한 등가회로에서 입력전류($I_{T1} \cdot A(j\omega)$)는 비접촉 변압기 1차측 단자전류에서 전류 분배에 의해 부하로 흐르는 전류이고, 변압기 2차측 전류(I_{T2})는 입력 전류($I_{T1} \cdot A(j\omega)$)의 턴수 비($N = n_1/n_2$)를 고려한 전류이며 변압기 2차측 전류(I_{T2})의 평균전류는 출력전류(I_o)와 같다.



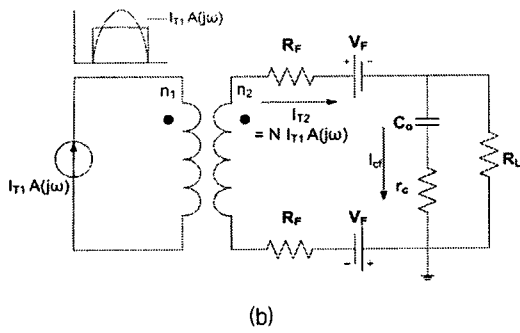


그림 6 직렬공진 컨버터 변압기 2차측 정류부 및 등가회로 (a) 직렬공진 컨버터 변압기 2차측 정류부, (b) 등가회로

Fig. 6 Secondary rectifier of series resonant converter and its equivalent circuit (a) Secondary rectifier of series resonant converter (b) Equivalent circuit

변압기 2차측 정류부의 효율특성을 위해 고려할 요소로는 부하 변화에 대해 입력전류(I_{T1}) 및 출력전압(V_o) 변화 그리고 그림 6(b) 등가회로에서 다이오드 전압강하 ($V_F = 0.022 \cdot I_{T2} + 0.7$) 성분과 다이오드 턴 온 저항(R_F), 커패시터 필터의 내부저항(r_c) 등을 고려하였다.^[6] I_{T2} 의 평균 전류는 출력전류(I_o)와 같으므로 다이오드 손실을 식 (8)의 출력전류(I_o)로 손실을 구할 수 있고, 출력 커패시터 내부저항 손실은 식 (9)의 커패시터에 흐르는 실효전류(I_{cf})로 커패시터 필터 내부 저항 손실을 구할 수 있다. 따라서 식(8)과 (9)로부터 변압기 2차측 정류부 효율 특성을 식 (10)과 같이 나타내었다.

$$I_o = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi N \cdot I_{T1} \cdot A \sin \omega t \, d\omega t \tag{8}$$

$$I_{cf} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_o^2 \left(\frac{\pi}{2} \sin \omega t - 1 \right)^2} \tag{9}$$

$$\eta_R = \frac{1}{1 + \frac{P_c}{P_o}} = \frac{1}{1 + \frac{2I_o V_F + R_F \left(\frac{I_o}{2} \right)^2 \pi^2 + I_o^2 \left(\frac{\pi^2}{8} - 1 \right) r_c}{I_o^2 R_{eq}}} \cdot 100 \tag{10}$$

3.3 인버터와 정류부, 공진 파라미터 변화에 대한 효율특성 시뮬레이션

직렬공진 컨버터는 모든 부하 변화에 대해 주스위치 소자의 소프트 스위칭을 위해 공진주파수(f_r)보다 조금 높은 주파수에서 스위칭을 하지만 큰 갭(Gap)을 갖는 무접점변압기 적용에 따라 상대적으로 작은 값을 갖는 자화인덕턴스(L_m)를 통해 큰 무부하 순환전류가 흐르므로 부하 변화에 따라 변압기 1차측 단자전압(V_{ab})과 전류(I_{T1})의 위상이 변하여

동상이 되지 않고, 직렬 공진컨버터 효율특성이 저감되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 순환전류에 따른 효율특성을 알아보기 위해 자화인덕턴스(L_m)와 스위칭 주파수(f_s) 변화에 대해 그림 7과 같이 직렬공진 인버터 효율특성을 시뮬레이션 하였다. 그림 7의 효율특성 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 최대효율특성은 공진주파수(f_r) 근처에서 나타남을 볼 수 있고, 자화인덕턴스(L_m) 증가($2\mu H \Rightarrow 20\mu H$)에 따라 효율특성이 84%까지 향상됨을 확인할 수 있었으며, 등가누설 인덕턴스(L_{eq}) 값에서 무접점 변압기 2차측의 누설인덕턴스(L_{l2})는 1차측 누설인덕턴스에 비해서 무시할 수 있을 정도로 적은 값($L_{l2} \ll 1\mu H$)을 가지므로 2차측의 누설인덕턴스(L_{l2})의 변화는 공진주파수(f_r)에 큰 영향을 주지 않는다. 또한, 본 논문에서 적용된 무접점변압기의 자화인덕턴스($L_m = 8.662\mu H$)는 코어의 형상과 트랙 케이블의 길이에 따라 정해지기 때문에 효율을 개선하기 위해서는 비접촉 변압기 설계 시 자화인덕턴스(L_m)를 증가시킬 수 있는 코어 형상 및 Coupler의 설계가 중요하다. 그리고 적용된 무접점 변압기 자화인덕턴스($L_m = 8.662\mu H$)에서 직렬공진커패시터(C_s)에 대한 효율특성을 알아보기 위해 직렬커패시터(C_s)와 스위칭 주파수 (f_s)변화에 대해 그림 8과 같이 효율특성을 시뮬레이션 하였다. 그림 8의 효율특성 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 직렬 커패시터(C_s) 감소($13\mu F \Rightarrow 0.4\mu F$)에 따라 효율 특성은 82%까지 증가하고 공진 주파수(f_r)는 높아지며 최대 효율특성은 공진주파수(f_r) 근처에서 나타남을 볼 수 있다. 다만 직렬공진 커패시터의 감소(C_s)는 직렬공진 컨버터의 전압이득 특성(IM)을 감소시키기 때문에 직렬공진 인버터에서 요구하는 전압이득 특성(IM)을 고려한 적은 값의 직렬 커패시터(C_s) 선정이 중요하다. 따라서 본 논문에서는 적용된 직렬공진 커패시터들의 전류내량과 전압이득 특성을 고려하여, ICEL PMB 0.1uF(3000VDC, 12A) 9개를 병렬 연결한 0.9uF를 사용하였다.

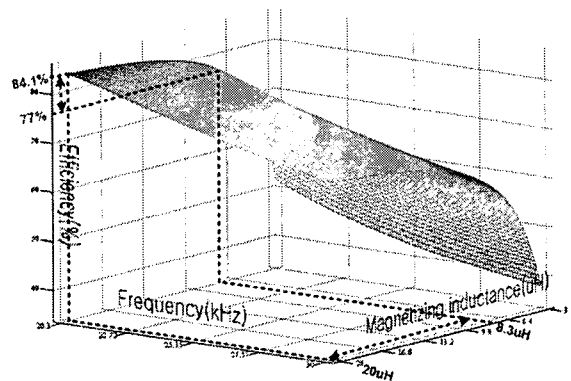


그림 7 스위칭 주파수와 자화인덕턴스 변화에 대한 효율특성 Fig. 7 Efficiency characteristics for variations of switching frequency(f_s) and magnetizing inductance(L_m)

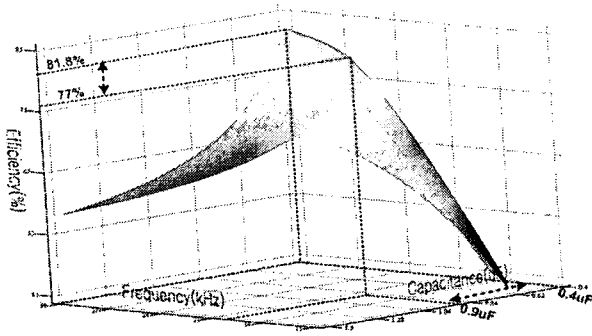


그림 8 스위칭 주파수와 직렬 커패시터 변화에 대한 효율특성
 Fig. 8 Efficiency characteristic for variations of switching frequency(f_s) and series capacitor(C_s)

표 1 Half-bridge 직렬 공진 컨버터의 파라미터
 Table 1 Parameters of the half-bridge series resonant converter

| | |
|----------------------------------|---|
| 직렬공진 커패시터 (C_s) | ICEL PMP (3000VDC, 12A) 0.9uF(0.1uF*9), ESR=0.89mΩ |
| 1차측 누설인덕턴스 (L_{l1}) | 13.22uH |
| 2차측 누설인덕턴스 (L_{l2}) | 0.788uH |
| 자화 인덕턴스 (L_m) | 8.662uH |
| 외부 인덕턴스 (L_{Aux}) | 56.7uH |
| 변압기 1차측 권선저항 (R_{Lp}) | 28mΩ |
| 변압기 2차측 권선저항 (R_{Ls}) | 10mΩ |
| 외부 인덕터 권선저항 (R_{LAux}) | 40mΩ |
| 주 스위치 소자 (Q_1, Q_2) | SM2G200US60(600VDC, 300A) ($V_{Gf}=2.5V, V_{Df}=1.9V$) |
| 정류 다이오드 (D_1, D_2, D_3, D_4) | DSEI 2x 101 (1200V, 91A) ($V_F=1.87V, R_F=6.1mΩ$) |
| 출력 커패시터 (C_o) | 450V, 8200uF, ESR=50mΩ |

표 1은 커플러 형상 및 요구된 전압이득, 전류내량 등을 고려하여 Half-bridge 직렬공진 컨버터의 최대 효율을 얻기 위해 적용되어진 파라미터들이고 이러한 파라미터를 기본으로 시뮬레이션 및 실험이 이루어졌다. 시뮬레이션 입력조건은 실험 조건과 동일한 일정 입력전압(150VDC)에서 직렬공진주파수(f_r)는 20.6kHz이고 스위칭 주파수(f_s)는 20.5kHz로 시뮬레이션 조건을 설정하고, 식 (7)과 (10)을 이용하여 직렬공진 컨버터의 부하 변화($R_L: 18 \sim 180\Omega$)에 대해 직렬공진 인버터와 변압기 2차측 정류부 두 부분으로 나누어서 효율 특성을 시뮬레이션 하였다. 그림 9의 직렬공진 인버터 효율 특성 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 경 부하에서 중 부하로 갈수록 효율이 상대적으로 높아지는 것을 확인할 수

있지만 순환전류에 의해 전체적으로 낮은 효율특성 (48%~79%)을 볼 수 있다. 또한 그림 10의 정류부 효율특성 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 부하변화(R_L)에 대해 높은 효율특성(98.5% 이상)을 가짐을 볼 수 있으며, 직렬공진 컨버터의 전체 효율특성에는 크게 영향을 주지 않는 것을 볼 수 있다. 그림 11의 직렬공진컨버터 효율특성 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 전체시스템 효율특성은 직렬공진 인버터의 효율특성에 영향을 많이 받는 것을 알 수 있다.

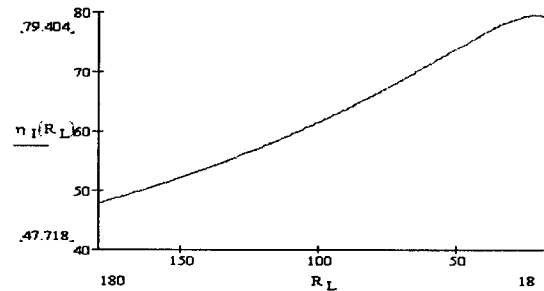


그림 9 직렬공진 인버터 효율특성
 Fig. 9 Efficiency characteristics of series resonant inverter

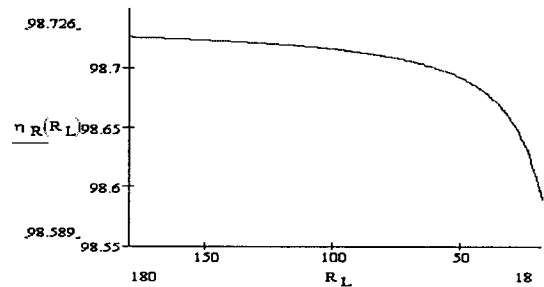


그림 10 2차측 정류부 효율특성
 Fig. 10 Efficiency characteristics of secondary rectifier

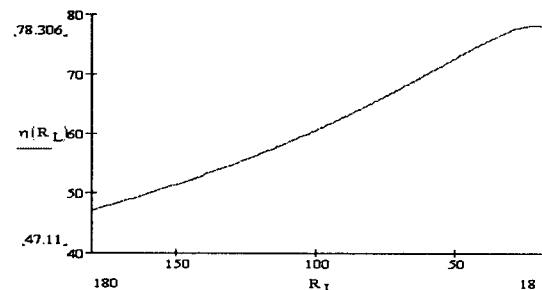


그림 11 Half-bridge 직렬공진 컨버터 효율특성
 Fig. 11 Efficiency characteristics of Half-bridge series resonant converter

4. 실험 결과

표 2 Half-bridge 직렬 공진컨버터의 주요정격

Table 2 The specification of the designed half-bridge series resonant converter

| | |
|------------------------|------------------------------|
| 입력전압 (V_{in}) | 150VDC |
| 출력전압 (V_o) | 220VDC~260VDC |
| 출력용량 (P_o) | 2.5kW |
| 직렬 공진 주파수(f_r) | 20.06kHz |
| 스위칭 주파수(f_s) 및 주회로 | 20.5kHz, Half-bridge 직렬공진컨버터 |
| 턴 수비 ($N=n_1/n_2$) | 0.25(2/8) |

본 논문에서 무접점 전원의 픽업코일에 사용된 코어는 페라이트 재질의 코어(EE118)를 선정하여 사용하였으며, Half-bridge 직렬공진 컨버터의 일정 입력전압 150VDC에서 출력용량 2.5kW에 대하여 실험 및 효율을 측정하였다. 그리고 본 논문의 실험 주요정격을 표 2에 나타내었다. 본 논문 실험에 적용한 직렬 공진컨버터의 결합계수는 $k=0.614$ 이며 무부하(300W)에서 중부하까지(2.5kW) 실험하였다. 1차측 스위칭 소자는 IGBT SM2G200US60(600V, 300A)를 사용하였으며, 스위칭 주파수(f_s)는 일정 주파수($f_s=20.5kHz$)에서 스위칭을 하였다. 그림 12 (a)와(b) 그리고 (c)는 일정 입력전압(150VDC)에서 Half-bridge 직렬공진 컨버터의 변압기 1차측 단자전압(V_{ab})과 전류(I_{T1}) 그리고 변압기 2차측 단자전압(V_{T2})과 전류(I_{T2})에 대한 실험파형으로 300W, 1.35kW, 2.5kW에 대해 나타내었다.

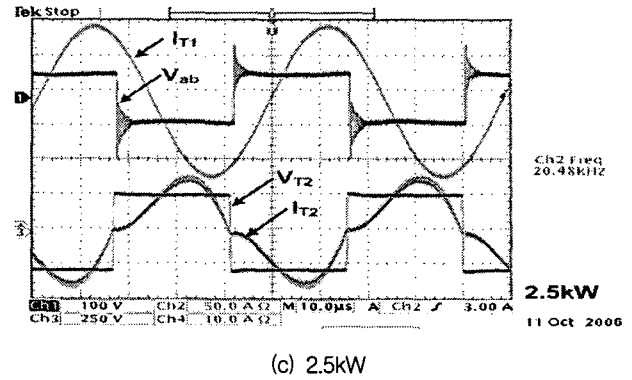
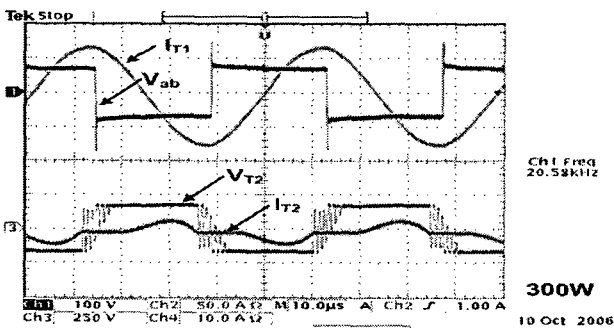
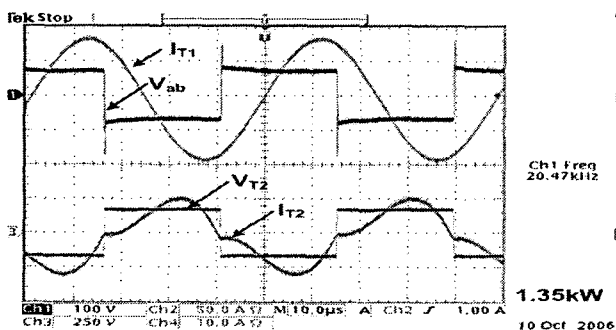


그림 12 Half-bridge 직렬 공진컨버터 1차측 단자전압(V_{ab}), 전류(I_{T1})와 2차측 단자전압(V_{T2}), 전류(I_{T2}) 실험파형(100V/div., 50A/div., 250V/div., 10A/div., 10u/div.)
 Fig. 12 Experimental waveform of half-bridge series resonant converter: primary side terminal voltage(V_{ab}), current(I_{T1}), and secondary side terminal voltage(V_{T2}), current(I_{T2})

그림 12 (a)와(b) 그리고 (c)의 실험결과 파형에서 볼 수 있듯이 경 부하에서 중 부하까지 Half-bridge 직렬공진 인버터의 단자 전류(I_{T1})는 항상 지상전류가 흐르는 것을 볼 수 있다. 이는 무접점 변압기 1차측의 자화인덕턴스(L_m)를 통해 흐르는 무 부하 순환전류가 많이 흐르기 때문에 스위칭 소자(Q_1, Q_2)나 다이오드($D_1 \sim D_4$)에 큰 전압강하가 나타난다. 그림 13은 직렬공진 컨버터의 부하 변화에 대한 전체 시스템 효율특성을 나타낸 것으로써, 경 부하에서 중 부하로 갈수록 효율 특성이 나아지고, 2.4kW에서 77% 정도의 효율 특성이 나왔다. 또한 그림 11의 효율특성 시물레이션 결과와 그림 13의 부하변화에 대한 효율특성을 비교해 볼 때 효율특성이 일치함을 확인할 수 있어 이론적으로 전개된 수식에 대해 타당함을 검증할 수 있었다. 그림 14는 Half-bridge 직렬공진컨버터를 적용한 무접점전원장치 시제품사진이다.



(a) 300W($R_L=180\Omega$)



(b) 1.35kW($R_L=36\Omega$)

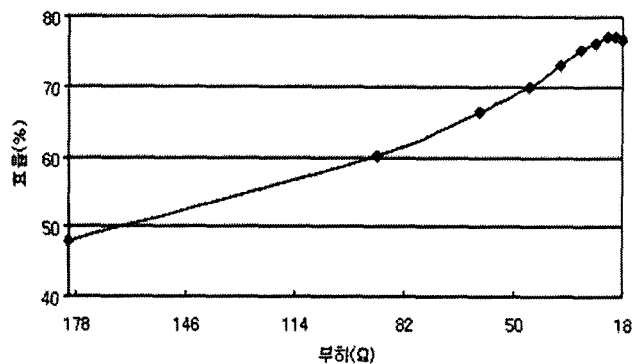


그림 13 부하 변화에 대한 효율특성
 Fig. 13 The measured system efficiency characteristics for the load variations

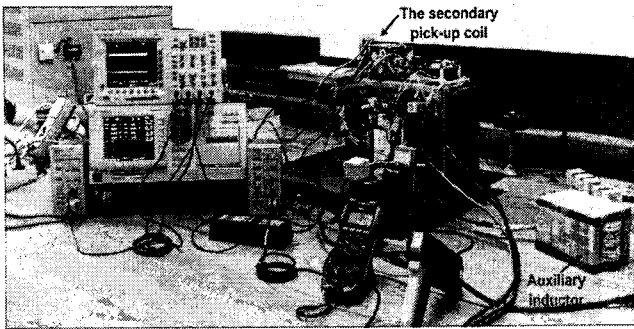


그림 14 무접점 전원 시스템 사진
 Fig. 14 Photograph of the contactless power supply system

4. 결 론

본 논문에서는 Half-bridge 직렬공진 컨버터에 대해 이론적으로 전압이득특성을 해석하였으며 이 특성을 고려하여 효율특성을 분석하였으며, 2.5kW 용량의 시제품을 제작하여 실험한 결과와 비교 서술하였다. 실험결과에서 볼 수 있듯이 Half-bridge 직렬공진 컨버터는 모든 부하 범위에 대해 주스위칭소자는 소프트 스위칭을 이룰 수 있지만, 단자전압과 전류의 위상차에 의해 낮은 효율 특성을 얻었으며, 이론적인 효율특성 분석과 실험을 통한 효율특성을 비교하여 효율특성이 일치함을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 특정기초연구 (R01-2005-000-11173-0(2006)) 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] Bo H. Cho, Ali Ghahary, "Desingn of A Transcutaneous Energy Transmission System Using A Series Resonant Converter", CH2873-8 IEEE, pp. 1-8, 1990
- [2] Robert L. Steigerward, "A Comparison of Half-Bredge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans, Power Electronics, Vol 3, pp.174-182, 1988.
- [3] M. K Kazimierczuk "Class D voltage-switching inverter with tapped resonant inductor" IEE PROCEEDING-B vol.140, No 3, pp.177-185 1993
- [4] 공영수, 김은수, 이현관, 조정구, 김윤호 "낮은 커플링 변압기를 갖는 LCLC 공진 컨버터 동작특성", 전기학회 논문지 제 54B권, 7호, pp.343-349, 2005
- [5] SM2G200US60 IGBT Module datasheet
- [6] IXYS DESI 2x101 Diode datasheet
- [7] Marian K. Kazimierczuk, Dariusz Czarkowski, "Resonant Power Converter", John Wiley & Sons, Inc., 1995

저 자 소 개



이 현 관 (李賢官)

1979년 10월 26일생. 2005년 전주대 전기전자공학부 졸업(석사). 2007년 동대학원 전기전자과 졸업. 현재 LG Innotek Power연구실/LIPS그룹 연구원
 Tel : 054-469-9332
 Fax : 054-469-9311
 E-mail : hkleeh@lginnotek.com



송 환 국 (宋煥國)

1982년 2월 8일생. 2007년 전주대 전기전자과 졸업. 현재 전주대 공학연구소 연구원
 Tel : 063-220-2906
 Fax : 063-220-2056
 E-mail : lakrai@nate.com



김 은 수 (金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1989~2001년 한국전기연구원 전력전자 연구그룹 선임연구원(T/L) 2001년~현재 전주대 전기전자공학과 조교수. 당 학회 편집위원
 Tel : 063-220-2906
 Fax : 063-220-2056
 E-mail : eskim@jj.ackr



김 윤 호 (金倫鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M대학 졸업(공박). 현재 중앙대 전자전기공학부 교수. 2003년 전력전자학회 회장 역임.
 Tel : 02-820-5290
 E-mail : yhkim@cau.ac.kr