

## 동기정류기의 역률개선 및 효율향상에 관한 연구

황창환, 권봉환\*

포항공과대학교 철강대학원, 포항공과대학교 전자전기공학과\*

### A study on power factor correction and enhancement of the synchronous rectifier

Chang-Hwan Hwang, Bong-Hwan Kwon\*

Department of GSIST, Department of Electronic & Electrical Engineering\*

Pohang University of Science and Technology

#### I. 서론

본 논문에서는 Half bridge 회로를 기반으로 고역률을 실현하는 직렬공진 APWM AC/DC 변환기(APWM, Asymmetrical pulse-width modulated AC to DC converter)를 제안한다. 본 변환기는 PFC stage(Power factor correction)와 DC 링크 전압을 고주파 단방향 AC 전압으로 변환시키는 Inverter stage의 조합으로 구성되어 있고, 이 고주파 전압은 스위칭 제어에 의해 공진회로를 거쳐 고주파 변압기에 인가 된다. 또한, 출력단에는 정류손실을 줄이기 위해 다이오드의 전압강하를 저항형태의 전압강하로 대체시켜 주는 동기정류기를 적용하였다. 이것은 낮은 도통저항을 갖는 MOSFET를 동기정류기로 사용하므로써 효율을 높이는 하나의 방법이다. 본 논문에서는 출력전압 13V, 용량 70W, 스위칭주파수 100kHz의 전력변환기에 대한 해석과 실험을 통해 제안한 변환기의 성능을 입증하였다.

#### II. 제안회로 해석

##### 2.1 제안한 변환기의 구조

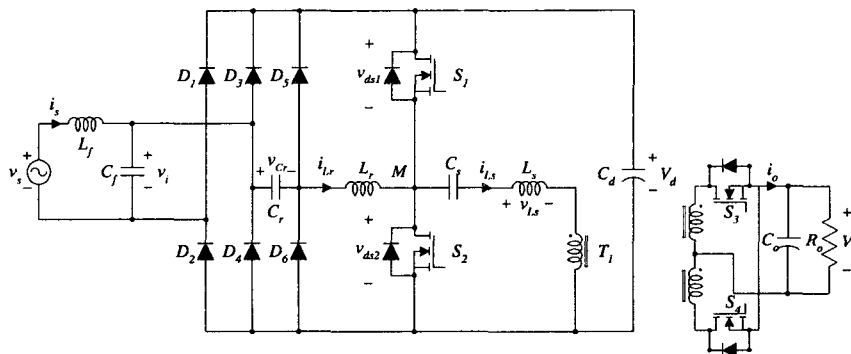


그림1. 제안한 AC/DC 변환기의 회로도

##### 2.2 PFC 해석

스위치  $S_1, S_2$ 는 상보적으로 동작한다. 간략한 해석을 위해 다음 사항을 가정한다. 첫째, 모든 소자는 이상적이다. 둘째, 커패시터  $C_d$  값이 충분히 커서 DC 링크 전압  $V_d$ 의 리플 성분은 무시할 수 있다. 셋째, DC 링크 전압  $V_d$ 가 입력전압  $v_i$ 의 피크값  $V_m$ 보다 크게 설계되었고, 고주파 스위칭이므로 공급전압  $v_i$ 는 스위칭 주기 동안 일정하다고 볼 수 있다.

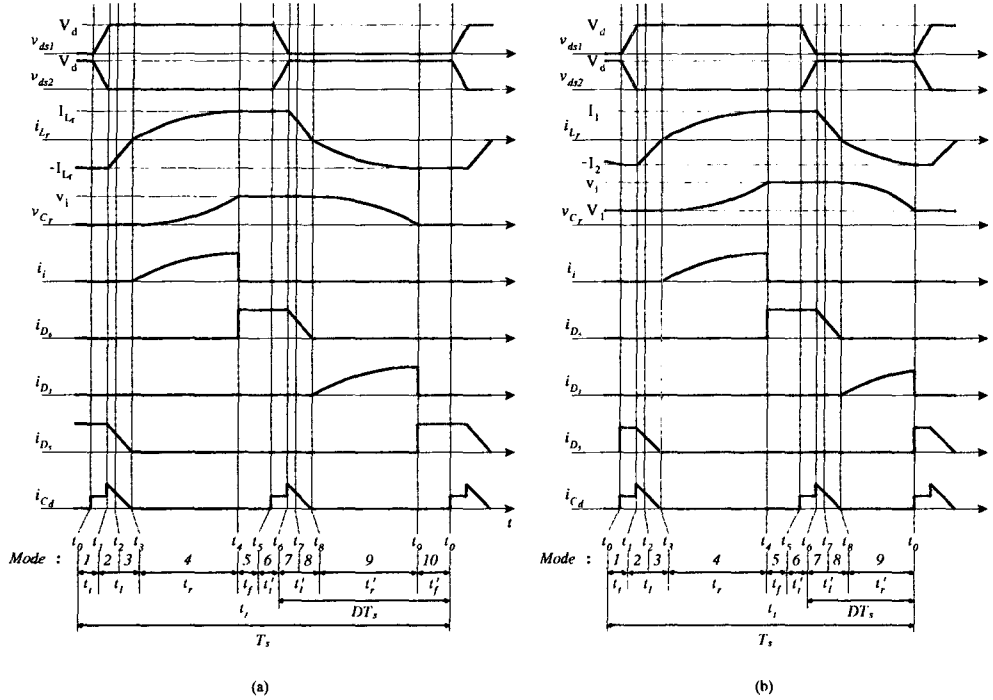


그림2. PFC의 이론적인 동작파형 (a)Region-A (b) Region-B

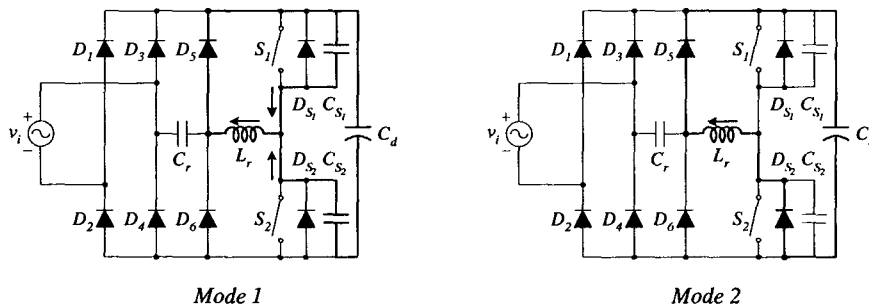
### 2.2.1 Region-A 동작

Mode1 동작에 앞서, 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 은  $D_5, S_1, L_r$ 을 통해  $-I_{Lr}$  값으로 프리 윌링 하고 있고, 커패시터 전압  $v_{Cr}$ 은 0인 상태이다.

Mode1 ( $t_0, t_1$ ),  $t_0$  상태에서 스위치  $S_1$ 은 off 되고, 인덕터 전류  $i_{Lr}$ 에 의해  $C_{S1}$  충전이 시작되고  $C_{S2}$ 는 방전하기 시작한다. 스위치  $S_1$ 에 걸리는 전압은 증가하고, 스위치  $S_2$ 에 걸리는 전압은 감소한다.

$$t_1 = \frac{2C_S V_d}{I_{Lr}}, \quad i_{Lr}(t) = -I_{Lr} \quad (1)$$

스위치  $S_1, S_2$ 에 병렬연결된 스위치 커패시터  $C_{S1}, C_{S2}$  ( $C_{S1} = C_{S2} = C_S$ )의 값이 매우 적고 과도시간  $t_f$ , 또한 매우 짧은 기간이므로 인덕터 전류는 거의 일정하다.



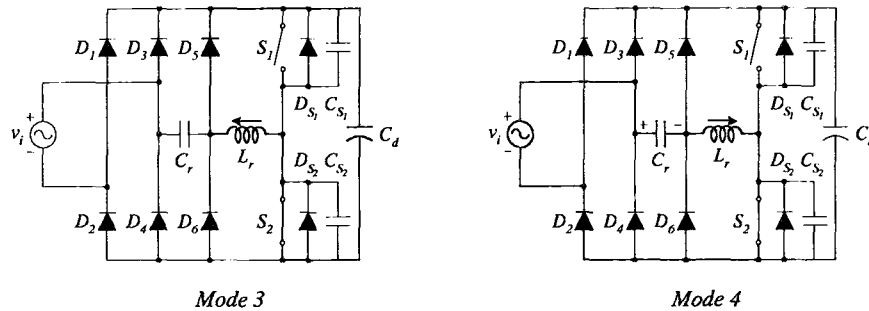
Mode2 ( $t_1, t_2$ ),  $t_1$  시점에서 스위치  $S_2$ 에 걸리는 전압  $v_{ds2}$ 가 0이 되고 스위치에 병렬연결된 다이오드  $D_{S2}$ 가 도통하기 시작한다. 프리윌링하고 있는 전류  $i_{Lr}$ 이 커패시터  $C_d$ 을 통해서 흐르고 있으므로  $L_r$ 에 저장된 에너지는  $C_d$ 로 전달된다. 인덕터  $L_r$  양단에 걸리는

전압은 DC 링크 전압  $V_d$  로 고정되어 있으므로  $i_{Lr}$  은 다음과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_{Lr} = -I_{Lr} + \frac{V_d}{L_r}(t - t_1) \quad (2)$$

Mode3 ( $t_2, t_3$ ),  $t_2$  시점에서 스위치  $S_2$  가 켜진다. 스위치  $S_2$  가 켜지기 이전에 스위치에 병렬연결된 다이오드  $D_{S2}$  를 통해 전류가 흐르고 있었으므로  $S_2$  는 영전압 스위칭이 이루어진다. 인덕터전류  $i_{Lr}$  은 Mode2 에서 선형적으로 증가하기 시작해서 Mode3 중단부에서는 0 까지 도달하게 된다.

$$t_1 = \frac{L_r}{V_d} I_{Lr} \quad (3)$$



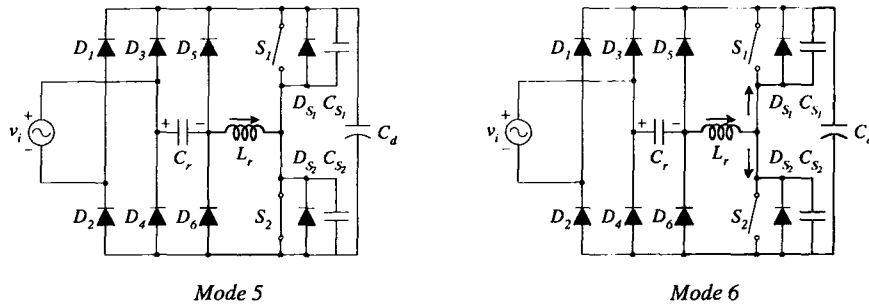
Mode4 ( $t_3, t_4$ ), 인덕터 전류  $i_{Lr}$  의 방향이 바뀌는 시점에서 다이오드  $D_5$  는 꺼지고,  $D_2$  는 켜진다. 그렇게 되면 입력단으로 부터 전류가 공급되고 공진 커패시터  $C_r$  는 충전하기 시작한다. 공진회로( $L_r, C_r$ )의 공진에 의해 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은 증가한다. 입력전압으로 부터 다음과 같이 공진회로에 에너지가 공급된다.

$$v_{Cr}(t) = v_i [1 - \cos\omega_0(t - t_3)], \quad i_{Lr}(t) = \frac{v_i}{Z_0} \sin\omega_0(t - t_3) \quad (4)$$

Mode4의 종점에서 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은  $v_i$  과 동일한 전압이 되고, 인덕터 전류  $i_{Lr}$  은 최대값인  $I_{Lr}$  에 도달하게 된다.

$$t_r = \frac{\pi}{2\omega_0}, \quad I_{Lr} = \frac{v_i}{Z_0} \quad (5)$$

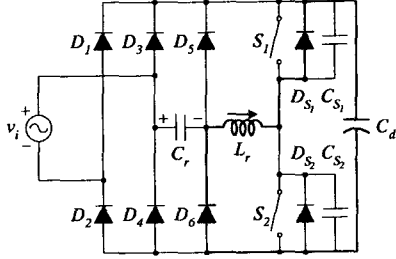
Mode5 ( $t_4, t_5$ ),  $t_4$  시점에서 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은 입력전압  $v_i$  와 동일하게 되므로 다이오드  $D_6$  는 켜지고 인덕터전류  $i_{Lr}$  은  $L_r, S_2, D_6$  을 통해서 프리휠링한다.



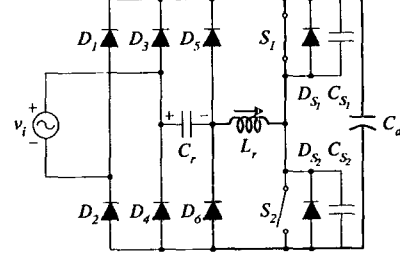
Mode6 ( $t_5, t_6$ ),  $t_5$  에서 스위치  $S_2$  가 꺼지면, 인덕터 전류  $i_{Lr}$  에 의해  $C_{S2}$  는 충전이 시작되고  $C_{S1}$  은 방전하기 시작한다. 스위치  $S_2$  에 걸리는 전압  $v_{ds2}$  는 증가하고, 스위치  $S_1$  에 걸리는 전압  $v_{ds1}$  는 감소한다. 스위치의 전환시간  $t_i'$  은 Mode1 에서의 전환시간  $t_i$  와 같다. Mode7 ( $t_6, t_7$ ),  $t_6$  에서 스위치  $S_1$  에 걸리는 전압  $v_{S1}$  은 0 이 되고, 다이오드  $D_{S1}$  이 켜진다. 인덕터 전류  $i_{Lr}$  이 DC 링크 커패시터를 통해 프리휠링 하고 있기 때문에  $L_r$  에 저장된 에

너지는 DC 링크로 전달된다.  $L_r$  양단에 걸리는 전압은  $-V_d$  로 고정되어 있으므로 인덕터 전류  $i_{Lr}$  은 선형적으로 감소한다.

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr} - \frac{V_d}{L_r}(t - t_0) \quad (6)$$



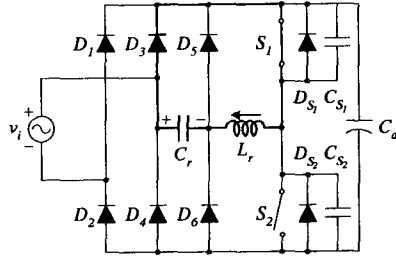
Mode 7



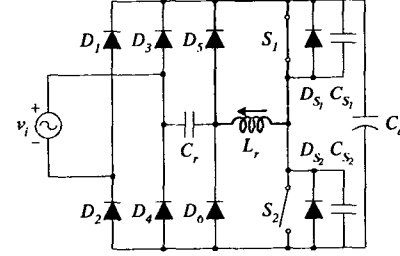
Mode 8

Mode8 ( $t_7, t_8$ ),  $t_7$  에서 스위치  $S_1$  이 켜진다. Mode3에서 처럼 스위치  $S_1$  는 영전압 스위칭이 이루어진다. 인덕터 전류  $i_{Lr}$  은 선형적으로 감소하여 Mode8 종단부에서는  $i_{Lr} = 0$  이 된다. 선형적으로 감소하는 시간  $t_1'$  은 Mode2,3 에서 선형적으로 증가하는 시간  $t_1$  과 같다. Mode9 ( $t_8, t_9$ ), 인덕터 전류  $i_{Lr}$  의 방향이 바뀌면서 다이오드  $D_6$  는 꺼지게 된다. 그런 다음에 커패시터  $C_r$  에 의해 인덕터 전류  $i_{Lr}$  이 흐르게 되고 다이오드  $D_3$  가 켜지게 된다.  $C_r$  에 저장된 에너지는  $L_r$  에 전달된다. 공진시간  $t_r'$  은 Mode4 의 공진시간  $t_r$  과 같다.

$$v_{Cr}(t) = v_i \cos\omega_0(t - t_8) \quad , \quad i_{Lr}(t) = -\frac{v_i}{Z_0} \sin\omega_0(t - t_8) \quad (7)$$



Mode 9



Mode 10

Mode10 ( $t_9, t_{10}$ ),  $t_9$  에서 공진 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은 0 에 도달한다. 그러면 다이오드  $D_5$  는 켜지고 인덕터 전류  $i_{Lr}$  은  $L_r, D_5, S_1$  을 통해서 프리유틀링한다. 여기서 스위칭 주파수  $f_s$  의 한 주기가 종료된다.

스위치의 전환시간  $t_1(=t_1')$  은 무시할 수 있을 정도의 짧은 시간이므로 프리유틀링시간  $t_f$  와  $t_f'$  은 다음과 같다.

$$t_f = (1-D)T_s - t_1 - t_r \quad , \quad t_f' = DT_s - t_1 - t_r = DT_s - \frac{v_i}{\omega_0 V_d} - \frac{\pi}{2\omega_0} \quad (8)$$

본 PFC 회로가 Region -A에서 동작할 경우에는 식(8) 과 같은 프리유틀링시간  $t_f'$  이 존재하므로 식(9)를 만족하고, Region-B의 동작 조건은 식(10)과 같이 된다.

$$DT_s \geq \frac{v_i}{\omega_0 V_d} + \frac{\pi}{2\omega_0} \quad , \quad DT_s \geq \frac{V_m}{\omega_0 V_d} + \frac{\pi}{2\omega_0} \quad (9)$$

$$DT_s < \frac{v_i}{\omega_0 V_d} + \frac{\pi}{2\omega_0} \quad , \quad DT_s < \frac{\pi}{2\omega_0} \quad (10)$$

고주파 스위칭이기 때문에 입력 전압  $v_i$  는 스위칭 주기  $T_s$  동안 거의 상수값이므로

Region-A 동작의 Mode4 로 부터 입력전류  $i_i$  의 순시평균값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_{i,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{v_i}{Z_0} \sin(\omega_0 t) dt = \frac{C_r}{T_s} v_i \quad (11)$$

선전류  $i_s$  는 필터 커패시터  $C_f$  와 인덕터  $L_f$  에 의해 입력전류  $i_i$  의 순시 평균값이 되고, 라 인주파수 상에서 인덕터  $L_f$  의 전압강하는 무시할 수 있을 정도로 작으므로 변환기의 입력 전압  $v_i$  는 선전압  $v_s$  와 같고 선전류  $i_s$  는 다음과 같다. 여기서,  $V_m$  은 최대값,  $\omega$  는 각주 파수이다.

$$v_s = V_m \sin(\omega t) , \quad i_s = \frac{C_r}{T_s} V_m \sin(\omega t) \quad (12)$$

### 3.2.2 Region -B 동작

Mode1 동작에 앞서, 인덕터 전류  $i_{Lr}$  은  $D_3, S_1, C_r, L_r$  을 통해 음의 피크값  $-I_2$  로 흐르고 있고, 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은 오프셋 전압  $V_1$  인 상태이다.

Mode1 ( $t_0, t_1$ ),  $t_0$  상태에서 스위치  $S_1$  은 off 되고, 인덕터 전류  $i_{Lr}$  에 의해  $C_{S1}$  에 충전이 시작되고,  $C_{S2}$  는 방전하기 시작한다. 전환시간  $t_1$ , 인덕터 전류  $i_{Lr}$ , 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은 각각 다음과 같다.

$$t_1 = \frac{2C_s V_d}{I_2} , \quad i_{Lr}(t) = -I_2 , \quad v_{Cr}(t) = V_1 \quad (13)$$

Mode2 ( $t_1, t_2$ ),  $t_1$  시점에서 스위치  $S_2$  에 걸리는 전압  $v_{ds2}$  가 0 이 되고 스위치에 병렬연결된 다이오드  $D_{S2}$  가 도통하기 시작한다. 인덕터  $L_r$  양단에 걸리는 전압은 DC 링크 전압  $V_d$  로 고정되어 있으므로  $i_{Lr}$  은 다음과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_{Lr}(t) = -I_2 + \frac{V_d}{L_r}(t - t_1) , \quad v_{Cr}(t) = V_1 \quad (14)$$

Mode3 ( $t_2, t_3$ ),  $t_2$  시점에서 스위치  $S_2$  가 켜진다. 스위치  $S_2$  가 켜지기 이전에 스위치에 병렬연결된 다이오드  $D_{S2}$  를 통해 전류가 흐르고 있었으므로  $S_2$  는 영전압 스위칭이 이루어진다. 인덕터 전류  $i_{Lr}$  은 Mode2 에서 선형적으로 증가하기 시작해서 Mode3 종단부에서는 0까지 도달하게 된다.

$$t_3 = \frac{L_r}{V_d} I_2 \quad (15)$$

Mode4 ( $t_3, t_4$ ), 인덕터 전류  $i_{Lr}$  의 방향이 바뀌는 시점에서 다이오드  $D_5$  는 꺼지고,  $D_2$  는 켜진다. 그렇게 되면 입력단으로 부터 전류가 공급되고 공진 커패시터  $C_r$  는 충전하기 시작한다. 공진회로( $L_r, C_r$ )의 공진에 의해 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은 증가한다. 입력전압으로 부터 다음과 같이 공진회로에 에너지가 공급된다.

$$v_{Cr}(t) = v_i + (V_1 - v_i) \cos \omega_0(t - t_3) , \quad i_{Lr}(t) = \frac{v_i - V_1}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_3) \quad (16)$$

Mode4 의 종점에서 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은  $v_i$  와 동일한 전압이 되고, 인덕터 전류  $i_{Lr}$  은 최대값인  $I_1$  에 도달하게 된다.

$$t_r = \frac{\pi}{2\omega_0} , \quad I_1 = \frac{v_i - V_1}{Z_0} \quad (17)$$

Mode5 ( $t_4, t_5$ ),  $t_4$  시점에서 커패시터 전압  $v_{Cr}$  은 입력전압  $v_i$  와 동일하게 되므로 다이오드  $D_6$  는 켜지고 인덕터전류  $i_{Lr}$  은  $L_r, S_2, D_6$  을 통해서 프리휠링한다.

Mode6 ( $t_5, t_6$ ),  $t_5$  에서 스위치  $S_2$  가 꺼지면, 인덕터 전류  $i_{Lr}$  에 의해  $C_{S2}$  는 충전이 시작되고  $C_{S1}$  은 방전하기 시작한다.

$$t_i' = \frac{2C_s V_d}{I_1} \quad (18)$$

Mode7 ( $t_6, t_7$ ),  $t_6$  에서 스위치  $S_1$  에 걸리는 전압  $v_{S_1}$  은 0 이 되고, 다이오드  $D_{S_1}$  이 켜진다.  $L_r$  양단에 걸리는 전압은  $-V_d$  로 고정되어 있으므로 인덕터 전류  $i_{L_r}$  은 다음과 같이 선형적으로 감소한다.

$$i_{L_r}(t) = I_1 - \frac{V_d}{L_r}(t - t_6) \quad (19)$$

Mode8 ( $t_7, t_8$ ),  $t_7$  에서 스위치  $S_1$  이 켜진다. Mode3에서 처럼 스위치  $S_1$  는 영전압 스위칭이 이루어진다. 인덕터 전류  $i_{L_r}$  은 선형적으로 감소, Mode8 종단부에서  $i_{L_r} = 0$  이 된다.

$$t_i' = \frac{L_r I_1}{V_d} \quad (20)$$

Mode9 ( $t_8, t_9$ ), 인덕터 전류  $i_{L_r}$  의 방향이 바뀌면서 다이오드  $D_6$  는 꺼지게 된다. 그런 다음에 커패시터  $C_r$  에 의해 인덕터 전류  $i_{L_r}$  이 흐르게 되고 다이오드  $D_3$  가 켜지게 된다. 커패시터  $C_r$  에 저장된 에너지는  $L_r$  에 전달된다

$$v_{C_r}(t) = v_i \cos \omega_0(t - t_8), \quad i_{L_r}(t) = -\frac{v_i}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_8), \quad t_r' = DT_s - t_i' \quad (21)$$

Mode9의 종단부에서

$$V_1 = v_i \cos \omega_0 t_r' = v_i \cos(\omega_0 DT_s - \frac{v_i - V_1}{V_d}), \quad I_2 = \frac{v_i}{Z_0} \sin \omega_0 t_r' \quad (22)$$

이므로 커패시터의 오프셋 전압  $V_1$  은 식(22)와 같이 비선형 방정식으로 부터 구할 수 있고, 그림3에 듀티비 별로 오프셋 전압  $V_1$  의 모의 값을 나타내었다. 입력전류  $i_i$  의 순시 평균값은 다음과 같다.

$$i_{i,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_r'} C_r (v_i - V_1) \omega_0 \sin(\omega_0 t) dt = \frac{C_r}{T_s} (v_i - V_1) \quad (23)$$

따라서, 선전류  $i_s$  는 식(24)과 같고, 그림4에 듀티비 별로 최대전류  $I_m$  에 대한 상대적인 크기로써  $i_s$  를 나타내었다.

$$i_s = \frac{C_r}{T_s} (V_m \sin(\omega t) - V_1), \quad I_m = \frac{C_r V_m}{T_s} \quad (24)$$

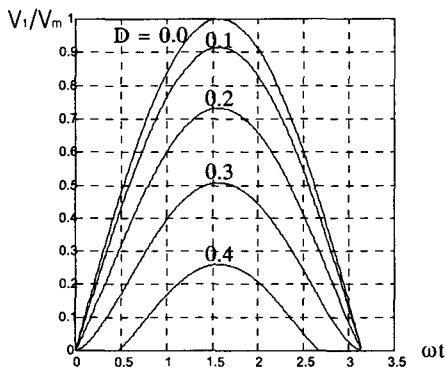


그림3. 듀티비에 따른 오프셋 전압  $V_1$

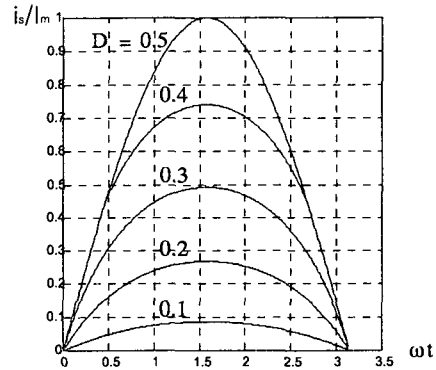


그림4. 듀티비에 따른 선전류  $i_s$

### 2.2.3 입력전력( $P_i$ )과 역률( $PF$ )

본 논문에 제안한 PFC 가 항상 Region-A에서만 동작한다면 입력전력 $P_i$ , 역률 $PF$ 는

$$P_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_s i_s d(\omega t) = \frac{1}{2} C_r V_m^2 f_s, \quad PF = \frac{P_i}{v_{s(rms)} i_{s(rms)}} = \frac{\frac{1}{2} C_r V_m^2 f_s}{\frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{C_r V_m}{\sqrt{2}}} = 1 \quad (25)$$

이므로 PFC Stage 가 Region-A에서 동작할 경우, 역률은 1 이 된다.

Region-A, Region-B 동작을 모두 고려하면 입력전력 $P_i$ , 역률 $PF$ 는 다음과 같다.

$$P_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_s i_s d(\omega t) = P_m \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\sin^2 \omega t - \frac{V_1}{V_m} \sin \omega t) d(\omega t), \quad P_m = \frac{V_m^2 C_r}{2T_s} \quad (26)$$

$$PF = \frac{P_i}{v_{s(rms)} i_{s(rms)}}, \quad v_{s(rms)} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}, \quad i_{s(rms)} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left( \frac{C_r}{T_s} \right)^2 (V_m \sin(\omega t) - V_1)^2 d(\omega t) \right]} \quad (27)$$

본 논문에 제안한 Converter 에 대해서 입력전력  $P_i$ 를 듀티비의 함수로써 PLOT 한 결과와 역률  $PF$ 를 듀티비의 함수로 PLOT 한 결과를 각각 그림5, 그림6에 나타내었다.

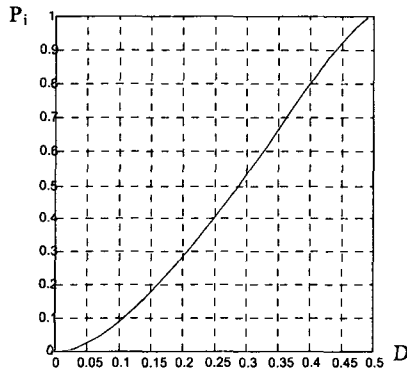


그림5. 듀티비에 따른 입력전력  $P_i$

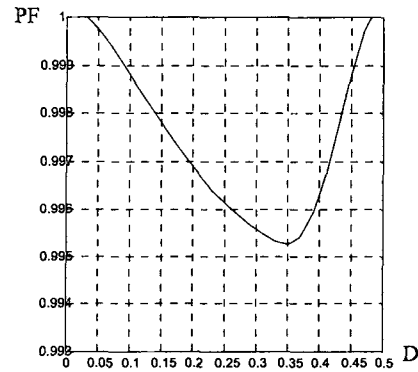


그림6. 듀티비에 따른 역률  $PF$

### 2.3 직렬공진 APWM DC/DC 변환기 해석

공진회로가 구형파 전압에 대해 지연전류  $i_{r,s}$  (Lagging current)가 흐르도록 조정되어 있다면, 스위치  $S_1, S_2$ 는 영전압 Turn-on이 이루어진다. 즉, 스위치가 Turn-on 되기 전에 스위치의 Body-diode를 통해 이 지연전류가 흐른다. 출력단에는 정류손실을 줄이기 위해 다이오드의 전압강하를 저항형태의 전압강하로 대체시켜 주는 동기정류기를 적용하였다. 이것은 낮은 도통저항을 갖는 MOSFET을 동기정류기로 사용하므로써 효율을 높이는 하나의 방법이다. 직렬공진 APWM DC/DC 변환기의 상세한 회로해석과 장단점은 참고문헌에 준한다[1][2].

### III. 실험결과

본 논문에 제안한 직렬공진 APWM AC/DC 변환기의 이론적 해석과 성능을 입증하기 위해 다음과 같은 회로정수를 적용하여 실험하였다.

$v_s = 212V_{(rms)}$ ,  $V_o = 13V$ ,  $L_f = 1mH$ ,  $C_f = 0.1\mu F$ ,  $L_r = 260\mu H$ ,  $C_r = 18nF$ ,  $L_s = 200\mu H$ ,  $C_s = 47nF$ ,  $N_p = 30turns$ ,  $N_s = 4turns$ ,  $C_d = 100\mu F$ ,  $C_o = 3300\mu F$ ,  $D_{(max)} = 0.48$ ,  $f_s = 100kHz$  (스위칭 주파수)

실험결과로써 입력전압  $v_s$ , 입력전류  $i_s$ , 출력전압  $V_o$ 에 대한 파형을 그림7에 나타내었다. 최대 부하일 경우 제안한 변환기에 적용한 PFC 단은 항상 Region-A에서 단위 역률로

동작한다. 본 변환기는 70W 부하에서 역률 0.999, 효율 88.9%, 52W 부하에서 역률 0.994, 효율 88%, 35W 부하에서 역률 0.994, 효율 88.3%, 17W 부하에서 역률 0.991, 효율 85.1%의 고역률, 고효율로 동작함을 확인하였다.

커패시터 전압  $v_c$  을 그림8에 나타내었다. 최대 부하에서 본 PFC 는 항상 Region -A에서 동작하므로 커패시터 전압  $v_c$  의 오프셋 전압  $V_1$  은 영이 되고, 부하가 감소함에 따라 오프셋 전압  $V_1$  은 점점 증가함을 알 수 있다. PFC의 동작파형을 그림9에 나타내었다. PFC가 Region -A에서 동작할 경우에는 커패시터 전압  $v_c$  의 오프셋 전압  $V_1$  은 0 이고, 프리휠링 시간  $t_f'$  이 존재한다. PFC가 Region -B에서 동작할 경우, PFC에는 커패시터 전압  $v_c$  의 오프셋 전압  $V_1$  이 존재하고, 프리휠링 시간  $t_f'$  이 존재하지 않는다.

#### IV. 결론

제안한 변환기의 타당성을 입증하기 위해 동작 영역별로 상세하게 회로를 해석하였고, 스위칭 주파수 100 kHz, 출력 70W의 변환기 실험을 통해 성능을 입증하였다. 즉, Region -A, Region-B 전 동작영역에서 역률 0.99 이상, 효율 85% 이상으로 고역률, 고효율이 실현됨을 확인하였다.

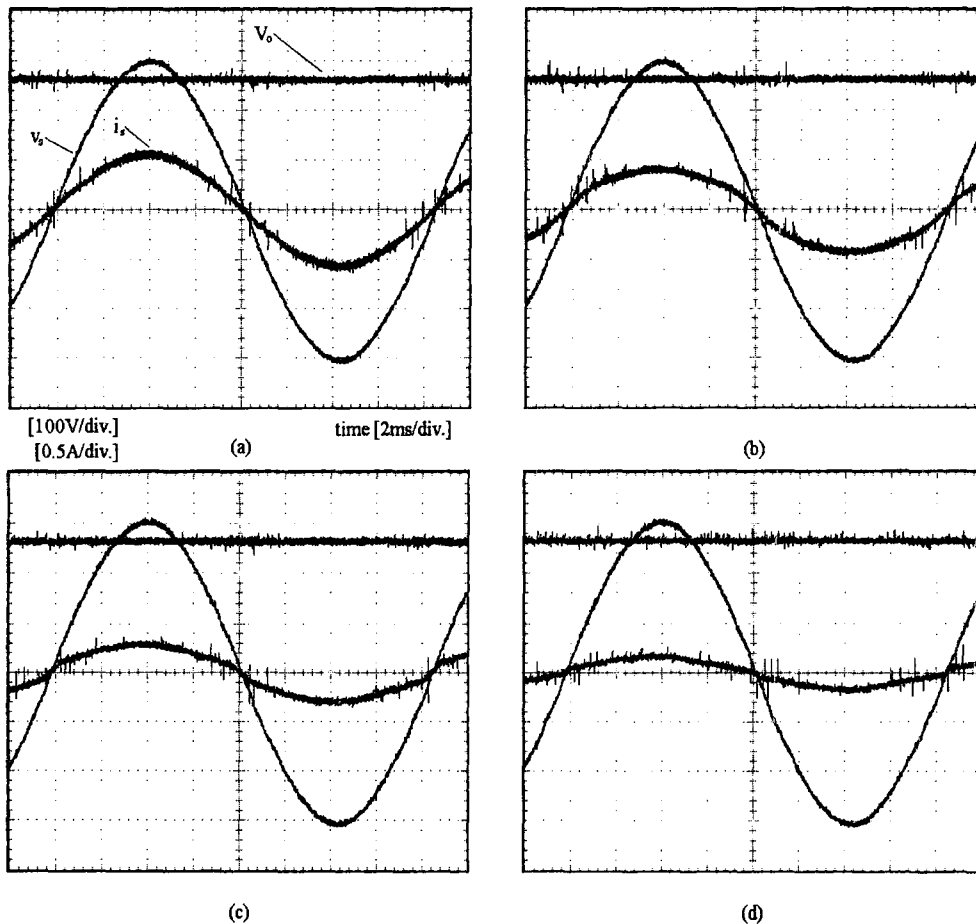
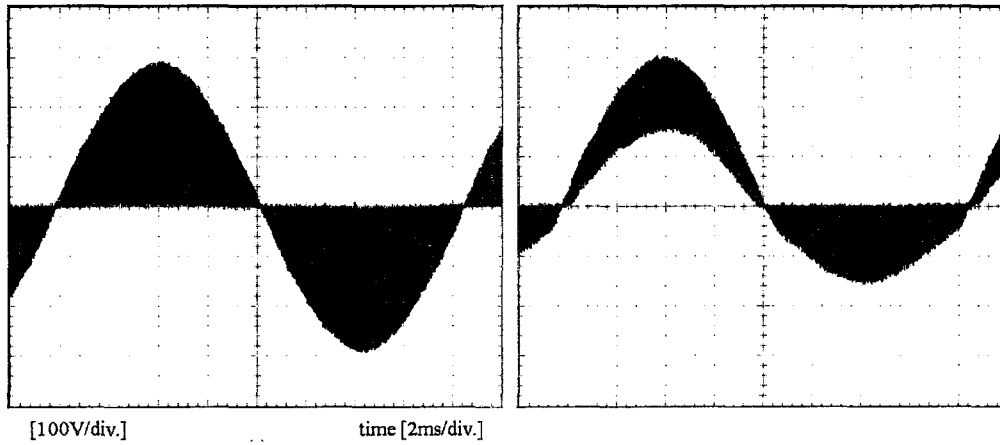


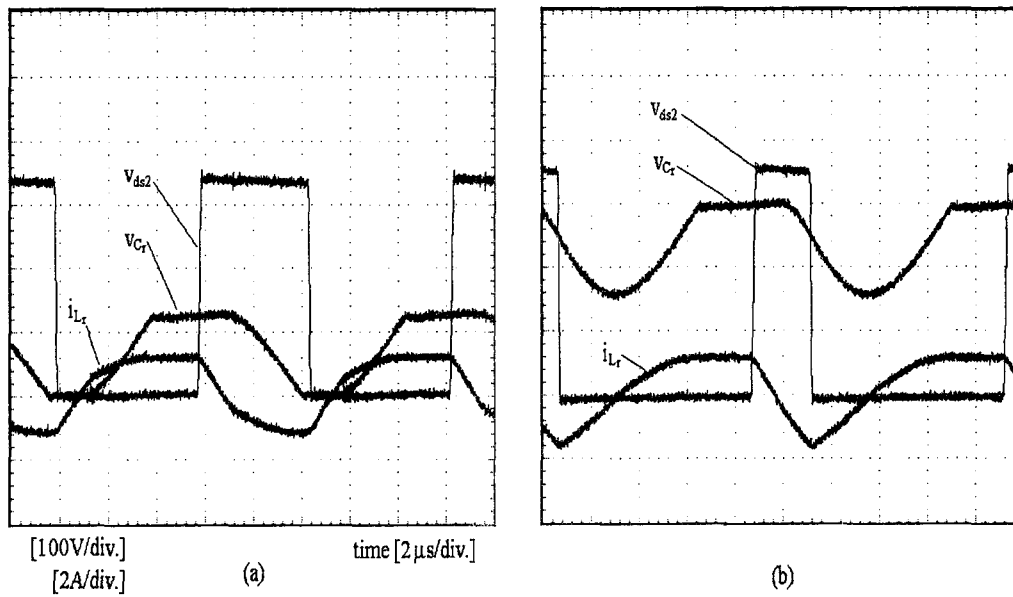
그림7. 입력전압  $v_s$ , 입력전류  $i_s$ , 출력전압  $V_o$ 의 실험 파형  
(a) 70W 부하 (b) 52W 부하 (c) 35W 부하 (d) 17W 부하





(a) 70W 부하 (c) 35W 부하

그림8. 커패시터 전압  $v_{Cr}$  파형



(a)

(b)

그림9. PFC 동작파형

(a) Region-A 동작 (b) Region-B 동작

참고문헌

1. Moschopoulos, G., and Jain, P. K : " A series -resonant dc/dc converter with asymmetrical PWM and synchronous rectification " , Proceedings of IEEE -PESC, pp.1522-1527 (2000)
2. Jain, P.K., St-Martin, A., and Edwards, G. : " Asymmetrical pulse-width-modulated resonant dc/dc converter topologies " , IEEE Trans PE-11, pp.413-422(1996)