

# 낮은 다이오드 스트레스를 갖는 비대칭 하프 브리지 컨버터의 하이브리드 제어기법

論文

53B-1-8

## A Hybrid Control Scheme of Asymmetrical Half Bridge Converter with Low Stresses of the Diodes

趙 昶 珪\* · 李 東 潤\*\* · 朴 南 柱\*\*\* · 金 景 渙§ · 玄 東 石§§

(Chahng-Gyu Joh, Dong-Yun Lee, Nam-Ju Park, Kyung-Hwan Kim and Dong-Seok Hyun)

**Abstract** - This paper presents a new hybrid control method of asymmetrical half-bridge converter (AHBC) with low voltage stresses of the diodes. The proposed new control scheme can observe variation of secondary diode voltage stresses by using feedback of the input voltage and then decide the control portions, which are symmetrical control and asymmetrical control. Therefore, the proposed control scheme has many advantages such as a low rated voltage of the secondary diodes and low conduction loss according to the low voltage drop. The principle of the proposed control scheme is explained in detail and its validity is verified through simulated and experimental results

**Key Words** : Hybrid control, Asymmetrical control, Symmetrical control and Low conduction loss

### 1. 서 론

일반적인 PWM 컨버터 구현 시 시스템의 소형화 및 경량화는 스위칭 주파수를 증가시킴으로써 얻을 수 있다. 하지만 스위칭 주파수의 증가는 필연적으로 스위칭 손실이 증가하게 되어 전체 시스템 효율을 저하시키는 요인으로 작용한다. 따라서 스위칭 주파수의 증가에 따른 스위칭 손실을 감소시키는 것은 필수적인 사항이라 할 수 있다. 이를 위해 스위칭 과열 상태에서 발생하는 스위칭 손실을 감소시키기 위해 여러 가지 공진형 컨버터에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다 [1]-[2].

이러한 공진형 컨버터는 높은 주파수로 동작하여 더 작은 컨버터를 구현 가능하게 하며 또한 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다. 하지만 공진 요소의 공진으로 인하여 높은 도통손실과 높은 피크 전류와 전압의 문제점을 가지고 있다. 그 중 공진 Pole 컨버터는 스위치 도통 시 PWM 스위치모드 컨버터와 유사하다. 그러나 주 회로의 전력전달모드를 마치고 프리휠링 모드로 동작할 때 1차측 회로에 프리휠링 전류가 흐르게 되므로 도통손실 증가의 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점을 개선하기 위해 낮은 도통손실과 소프트 스위칭을 포함한 컨버터로서 최근 비대칭 컨버터가 제안되었다 [3]- [4].

본 논문에서는 최적의 회로로 AHBC가 사용되었으며 이 컨버터는 고주파 스위칭에 따른 작은 출력 필터와 같은 몇몇 소자와 함께 간단한 회로구성이 가능하며 고정된 입력전압에

서는 높은 효율성을 갖는 장점을 가지고 있다. AHBC는 입력 전압이 변화되는 경우 스위치의 비대칭 제어로 출력전압을 안정 제어하게 되며 이로 인해 2차측 다이오드에 인가되는 전압 스트레스가 크게 나타나게 되어 도통손실을 증가시키는 문제점을 유발 시키게 된다. 따라서 2차측 다이오드 스트레스를 저감하기 위한 많은 연구가 활발히 이루어지고 있으며 이러한 방법으로는 Two-Transformer AHBC, Integrated Magnetics AHBC, Current Doubler Rectifier AHBC가 있다. 이러한 기존의 방법은 변압기의 2차측 턴 비를 다르게 하여 입력전압 가변에 따른 스위치의 비대칭 제어로 2차측 다이오드의 스트레스가 변압기의 턴비에 의해 낮은 전압 스트레스를 갖게 되는 장점을 가지고 있다. 뿐만 아니라 기존의 회로 요소에 부가적인 회로 요소를 사용하여 다이오드의 스트레스를 저감하여 도통 손실을 감소시키는 장점 또한 가지고 있다 [5]-[8].

하지만 기존의 AHBC 변압기의 변환은 변압기 설계가 복잡하고 비록 이러한 변압기 턴 비의 해석을 최적화한다고 하더라도 구현의 어려움을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 기존의 AHBC 회로 구조는 그대로 이용되며 대칭/비대칭의 새로운 하이브리드 제어방법으로 스위치의 듀티 비에 따라 발생하는 2차측 다이오드의 전압 스트레스를 간단하게 저감함으로써 시스템의 높은 신뢰성 및 비용절감이라는 장점을 가지게 된다. 본 논문에서 제안된 제어기법을 자세하게 설명하며 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 검증하고자 한다.

### 2. Asymmetrical Half-Bridge Converter

#### 2.1 회로 설명

그림 1은 기존의 AHBC 회로를 나타내고 있다. 회로의 구성은 2개의 주 스위치와 변압기와 그리고 2차측 브릿지 다이오드 스위치  $Sw_1$ 과  $Sw_2$ 의 듀티 제어는 각각 D와 1-D로 비대칭 오

\* 正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 石土課程

\*\* 準 會 員 : LG.Philips LCD 先任研農員 · 工博

\*\*\* 正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程

§ 正 會 員 : 二和電氣工業(株) 技術研農所長

§§ 正 會 員 : 漢陽大 電子電氣工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2003年 8月 16日

最終完了 : 2003年 10月 29日

드  $V_{Dodd1,3}$ ,  $V_{Deven2,4}$ 와 출력필터  $L_f$ ,  $C_f$ 로 구성되어 있다. 제어되며 2차측의 브릿지 다이오드중  $D_{odd}$ (다이오드1, 3)의 다이오드 스트레스가  $V_{Deven}$  (다이오드2, 4)보다 큰 전압 스트레스를 나타내고 있다.

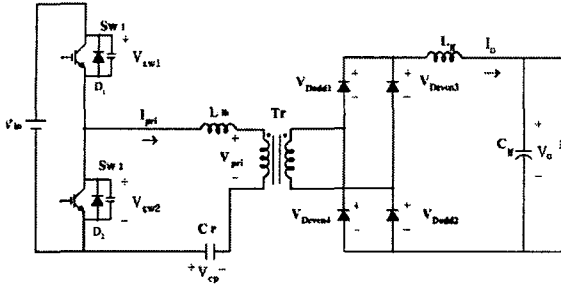


그림 1 Asymmetrical Half-Bridge 컨버터 회로도.  
Fig. 1 Asymmetrical half bridge converter circuit.

아래의 식 (1), (2), (3)은 기존의 AHBC의 이론적인 관계를 나타내고 있다. 식 (1)은 비대칭 스위칭에 따른 변압기의 1차측에 균형된 전압을 유지하기 위한 전압법칙을 만족하는 식을 나타내고 있다.

$$(V_{in} + V_{cp})(1-D) = (V_{in} - V_{cp})D \quad (1)$$

식 (1)로부터 식 (2)는 입력전압과 듀티 비의 관계에 따른 컨버터의 입출력 전달함수를 나타내고 있다.

$$V_o = 2V_{in}D(1-D) \quad (2)$$

그리고 이때 2차측 다이오드의 전압스트레스의 크기를 듀티 비와 일정 출력전압과의 관계로 아래와 같은 식 (3), (4)로 나타낼 수 있다.

$$V_{Dodd} = V_o / (D_{Min}) \quad (3)$$

$$V_{Deven} = V_o / (1 - D_{Max}) \quad (4)$$

- Where,  $V_{in}$ : 입력전압,  $V_o$ : 출력전압,  
 $V_{cp}$ : Balancing 캐패시터 전압  
 $V_{Dodd1,3}$ :  $Sw_1$ 이 도통하는 경우 2차측 다이오드1, 3 전압 스트레스 크기  
 $V_{Deven2,4}$ :  $Sw_2$ 가 도통하는 경우 2차측 다이오드2, 4 전압 스트레스 크기

## 2.2 회로 동작파형

그림 2는 AHBC의 주요 파형을 나타내고 한 주기동안 크게 4개의 동작모드로 나누어진다.

### 1) 모드1 ( $t_0 - t_1$ )

$t_0$ 에서 스위치  $Sw_1$ 이 턴 오프 된다. 이때 누설 인덕터에 흐르는 전류( $I_{lk}$ )는 스위치  $Sw_1$ 과  $Sw_2$ 의 기생 캐패시터를 충·방전하게 된다. 그리고 기생 캐패시터들의 충·방전이 끝난 후 스위치  $Sw_2$ 의 내부 다이오드가 도통되며 영전압 조건을 만족하게 된다. 이때 누설 인덕터  $I_{lk}$ 에 흐르는 잔류전류는 스위치  $Sw_2$ 의 내부 다이오드를 통하여 전원측으로 환원된다.

### 2) 모드2 ( $t_1 - t_2$ )

$t_1$ 에서 스위치  $Sw_2$ 는 내부 다이오드가 도통된 후에 영전압

조건에서 턴 온이 된다. 이 모드의 시간에 따라 다이오드의 스트레스가  $V_o / (1 - D_{Min})$  만큼 감소함을 알 수 있다.

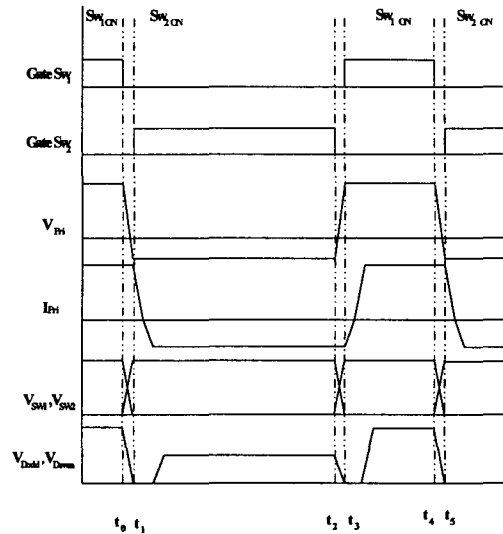


그림 2. AHBC의 이론적 파형.  
Fig. 2. Theoretical waveforms of the AHBC.

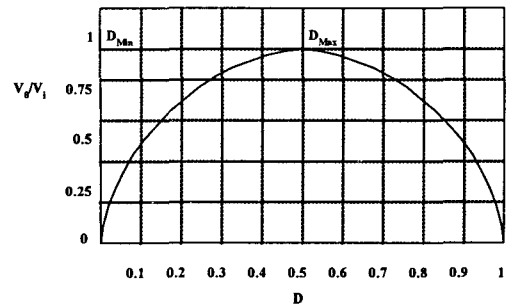


그림 3. 전압이득과 듀티비의 관계.  
Fig. 3. Relations between voltage gain and duty ratio.

### 3) 모드3 ( $t_2 - t_3$ )

$t_2$ 에서 스위치  $Sw_2$ 가 턴 오프 된다. 이때 누설 인덕터에 흐르는 전류( $I_{lk}$ )는 스위치  $Sw_1$ 과  $Sw_2$ 의 기생 캐패시터를 충·방전한다. 스위치  $Sw_1$ 의 기생 캐패시터의 방전이 완전히 이루어진 후 스위치  $Sw_1$ 의 내부 다이오드가 도통하게 되며 스위치  $Sw_1$ 은 영전압 조건을 만족하게 된다. 이때 누설 인덕터에 흐르는 잔류전류는 스위치  $Sw_1$ 의 내부 다이오드를 통하여 전원측으로 환원된다.

### 4) 모드4 ( $t_3 - t_4$ )

$t_3$ 에서 스위치  $Sw_1$ 의 영전압 스위칭 조건에 의해 스위치  $Sw_1$ 의 내부 다이오드가 도통된 후에 턴 온이 이루어진다. 그리고 이 모드의 시간이 짧아짐에 따라 다이오드의 스트레스가  $V_o / D_{Max}$  만큼 상승하게 된다.

이로써 한 주기의 동작이 끝나고 다른 주기로 모드 1에서 모드 4의 동작이 반복된다.

## 2.3 다이오드 스트레스

본 논문에서는 상용전원 교류220V를 기준으로 약 12%의 전압 변동율을 가정하여 입력 DC전압 가변 범위를

245V~374V로 하였다. 입력전압이 변화하는 비대칭 제어회로에서는 출력전압을 제어하기 위해서 이에 상응하게 각 스위치의 듀티비의 차이가 커지게 된다. 그림 3은 컨버터의 전압 이득과 각 스위치의 듀티비의 관계를 나타내고 있다. 그림3과 같이 기존의 AHBC에서는 가변 된 입력전압이 큰 부분에서는 작은 듀티비를 갖게 되고 이때 1차측 도통 손실은 크게 되고 입력전압이 작은 부분(D=0.5)인 곳에서는 1차측 도통 손실은 최소 점이 되며 2개의 2차측 다이오드 전압도 감소하게 된다.

그림 4는 본 논문에서 입력전압 245V(D=0.5)~374V(D=0.2)까지 가변 했을 때 2차측의 두 개의 다이오드  $D_{odd}$ 와  $D_{even}$ 의 전압 스트레스를 각각 보여주고 있다.

이와 같이 각 스위치의 듀티비를 0.5~0.2로 가변 할 때 2차측의 하나의 다이오드 스트레스가 120%가량 상승하는 심각한 문제점을 갖게 된다. 그림 5는 본 논문에서 이러한 단점을 보완하기 위해 새로운 간단한 제어회로를 이용하여 AHBC의 2차측 다이오드의 전압 스트레스와 도통 손실을 저감하여 높은 효율로서 컨버터가 최적 동작 점에서 동작할 수 있도록 간단한 제어로 대칭제어를 이용하도록 한다.

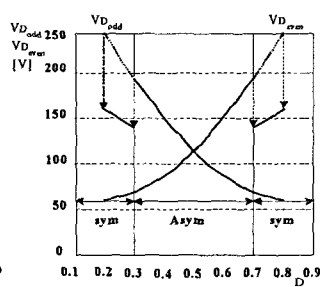
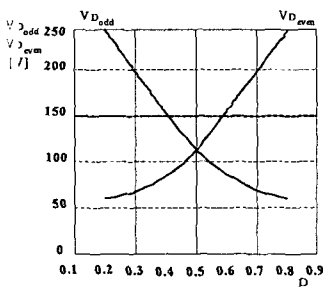


그림 4 기존의 AHBC의 다이오드 전압스트레스  
Fig. 4. Diode voltage stresses of the conventional AHBC

그림 5 새로운 제어방법의 다이오드 전압스트레스.  
Fig. 5. Diode voltage stresses of the new control scheme.

낮은 입력전압일 때 즉 2차측 2개의 다이오드 스트레스 차이가 60%이하일 때는 비대칭제어를 수행하였다. 그리고 높은 입력 전압일 때 즉 2차측 2개의 다이오드 스트레스 차이가 60%이상인 경우에는 대칭제어를 수행하였다. 따라서 본 논문에서 제안한 제어기법은 그림 5에서와 같이 AHBC의 2차측 다이오드 전압 스트레스를 줄이기 위해 간단한 제어회로를 이용하여 다이오드 전압 스트레스를 감소시킨다. 또한 쇼트키 다이오드를 사용할 경우 본 논문에서 제안된 제어기법은 더욱더 유리하다.

### 3. 제안한 제어 방법

그림 6은 본 논문에서 제안된 새로운 하이브리드 제어기법은 나타낸 제어 블록도 이다.

이 블록도에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안한 새로운 제어기법은 크게 3가지 블록으로 구성된다.

- 출력전압 제어블록
- 다이오드 스트레스 관측블록
- 하이브리드 동작블록

### 3.1 출력전압 제어블록

그림 7은 제안된 제어 블록 중에 출력전압 제어블록을 나타내고 있다.

새로운 하이브리드 제어기법의 출력전압 제어블록은 일반적인 출력전압 제어 방법인 PI제어기를 이용하였으며 기준전압과 출력전압의 오차에 의해 전압제어기를 통하여 안정적으로 제어를 이루게 된다. 또한 전류제어기는 일종의 외란 형태로 고려되며 제어 루프에 의해 출력전압 조절은 과도 상태뿐만 아니라 부하 가변 시에도 세밀한 조절을 이루게 된다.

### 3.2 다이오드 스트레스 관측블록

그림 8은 제안된 제어 블록 중에 다이오드 스트레스 관측블록을 보여주고 있다.

두 번째 블록인 다이오드 스트레스 관측블록은 입력전압, 듀티비 그리고 다이오드전압 스트레스의 관계를 나타내어준

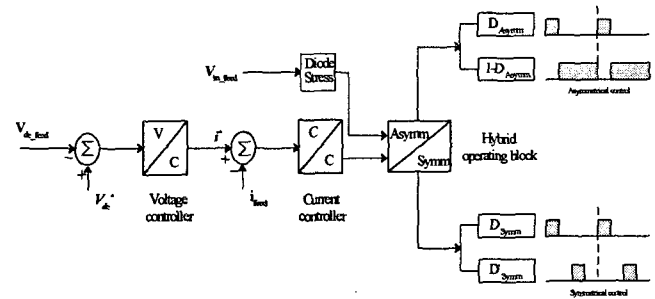


그림 6. 새로운 하이브리드 제어블록.  
Fig. 6. A new hybrid control block.

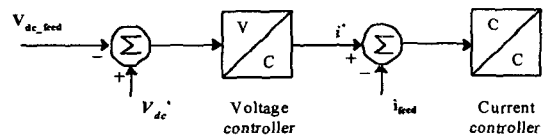


그림 7. 출력전압 컨트롤블록.  
Fig. 7. Output voltage control block.

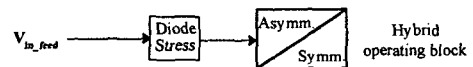


그림 8. 다이오드 스트레스 관측블록.  
Fig. 8. Diode stresses observer block.

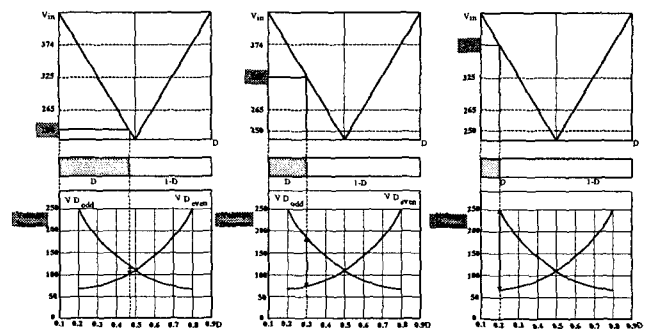


그림 9. 입력전압과 듀티 비의 관계.  
Fig. 9. Relation between input voltage and duty ratio

식 (5), (6)에서 알 수 있듯이 입력전압을 피드백 함으로써 2차측 다이오드 전압 스트레스를 관측 할 수 있다.

$$V_{Dodd1,3} = \frac{V_m - V_{CF}}{n} + V_o = \frac{V_o}{D} \quad (5)$$

$$V_{Dven2,4} = \frac{V_m + V_{CF}}{n} + V_o = \frac{V_o}{1-D} \quad (6)$$

Where,  $V_{in}$ : 입력전압,  $V_o$ : 출력전압,  $V_{cp}$ : Balancing 캐패시터전압  
 $V_{Dodd1,3}$ :  $S_{w1}$ 이 도통하는 경우 2차측 다이오드1, 3 전압 스트레스 크기  
 $V_{Dven2,4}$ :  $S_{w2}$ 가 도통하는 경우 2차측 다이오드2, 4 전압 스트레스 크기

그림 9는 입력전압이 250V-374V까지 변화할 때 듀티비가 0.47-0.2로 상응하게 변화됨을 보여주고 있다.

식 (4), (5) 그리고 그림 9에서 알 수 있듯이 입력전압의 변화는 스위치의 듀티비 변화를 발생하게 되고 이로인해 2차측 다이오드의 전압 스트레스는 더욱더 증가하게 됨을 알 수 있다.

따라서 제안된 제어회로는 입력 전압을 피드백하여 기준다이오드의 전압과의 비교를 통하여 입력전압이 기준전압 이하인 경우에는 비대칭 컨버터 동작 모드를 결정하게 되고 반면 기준전압 이상인 경우에 대해서는 두 번째 블록에 의해 대칭 컨버터 동작 모드로 제어를 이루게 된다.

### 3.3 하이브리드 동작블록

그림 10은 제안된 제어블록 중에서 하이브리드 동작블록을 나타내고 있다.

하이브리드 동작블록은 전압제어블록과 다이오드 스트레스 관측블록으로부터 결정된 컨버터동작모드를 안전하게 동작하게 하기 위하여 간단한 로직을 이용함으로써 구성 된다. 그러므로 본 논문에서 제안한 새로운 제어방법은 위에서 언급한 바와 같이 2차측 다이오드 전압 스트레스를 현저히 저감시킬 수 있다.

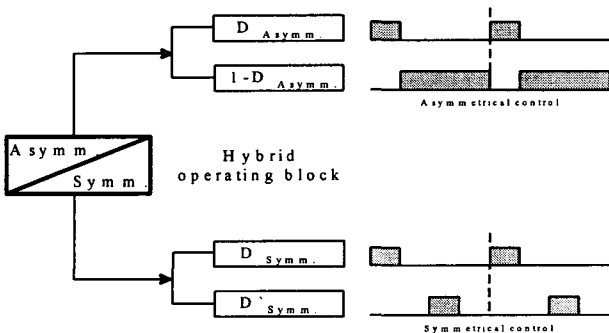


그림 10. 하이브리드 동작블록.  
 Fig. 10. Hybrid operating block.

### 4. 시뮬레이션 및 실험 결과

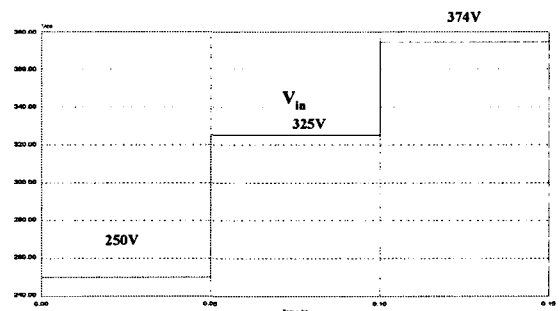
본 논문에서 제안된 2차측 다이오드 스트레스를 저감시키기 위한 새로운 제어기법의 타당성을 검증하기 위해서 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 시뮬레이션 및 실험은 다음과 같은

조건하에서 동일하게 이루어졌다. 입력전압: 250~374[V] (DC311±20%), 스위칭 주파수:  $f_s=50$ [kHz], 변압기의 턴 비:  $N=n_1/n_2=1$  출력 전압: 48[V](출력전압 변동폭  $\Delta V: \pm 5\%$ ), 1[kW] 컨버터를 제작하였으며, 수동소자의 파라메타는 각각 다음과 같다.  $L_{lk}: 17$ mH,  $C_p: 10$ uF,  $L_{fr}: 1$ mH,  $C_{fr}: 100$ uF

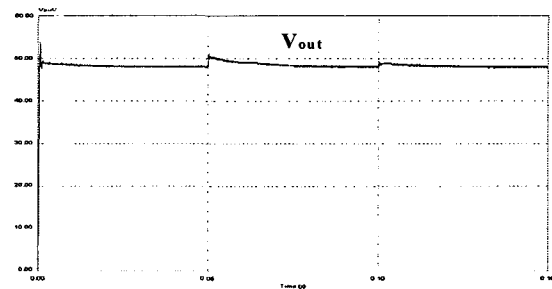
### 4.1 시뮬레이션 결과

그림 11은 기존의 AHBC에서의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 11(a)은 각 50ms 주기마다 입력전압 가변을 실행하였으며  $t=0\sim 50$ ms에서  $V_i=250$ [v],  $t=50\sim 100$ ms에서  $V_i=325$ [V],  $t=100\sim 150$ ms에서  $V_i=374$ [V]로 각각 변환 하였다. 그리고 그림 11(b)은 일정 출력전압 파형을 나타내고 있다. 그림 11(a)의 파형에서 나타내듯이 입력전압 가변에도 불구하고 일정 출력전압 48[V]가 제어되는 파형을 나타내고 있다. 그림 11(c)는 그림 4에서 보여주듯이 2차측의 4개의 다이오드 중 스트레스가 큰  $V_{Dodd}$ 를 파형으로 나타내고 있다. 파형으로부터 알 수 있듯이 그림 4와 같이 입력전압이 증가하면 할수록  $V_{Dodd}$ 가 점점 증가하게 되고 2차측 다이오드의 스트레스가 약120%까지 상승 하게 됨을 알 수 있다.

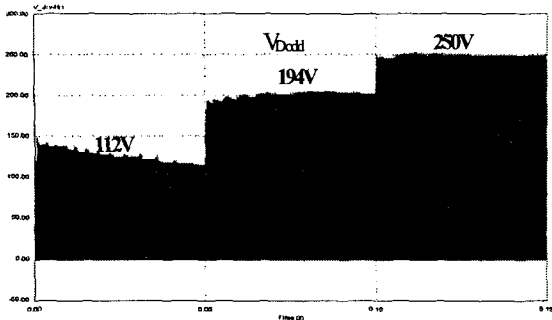
그림 12는 본 논문에서 제안된 새로운 하이브리드 제어를 수행하는 경우의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 12(a)는 기존의 AHBC와같이  $t=0\sim 50$ ms에서  $V_i=250$ [V],  $t=50\sim 100$ ms에서  $V_i=325$ [V],  $t=100\sim 150$ ms에서  $V_i=374$ [V]로 각각 수행하였다. 그리고 그림 12(b)는 일정 출력전압 파형을 나타내고 있다. 그림 12(a)의 파형에서 나타내듯이 입력전압 가변에도 불구하고 제안된 제어방법에서 일정 출력전압 48[V]가 제어되는 파형을 나타내고 있다. 그림 12(c)는본 논문에서 제안한 새로운 제어를 수행한  $V_{Dodd}$ 의 파형을 나타내고 있다.



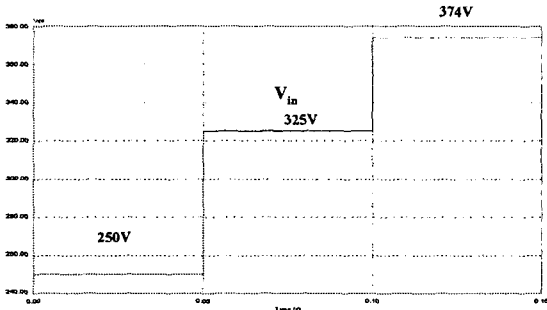
(a)  $V_{in}$



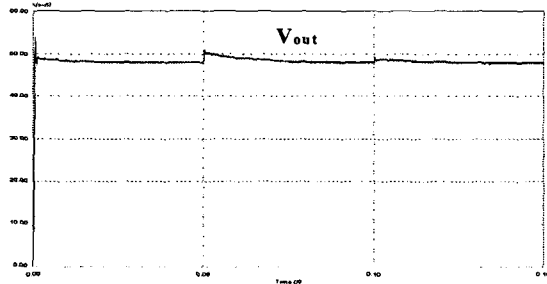
(b)  $V_{out}$



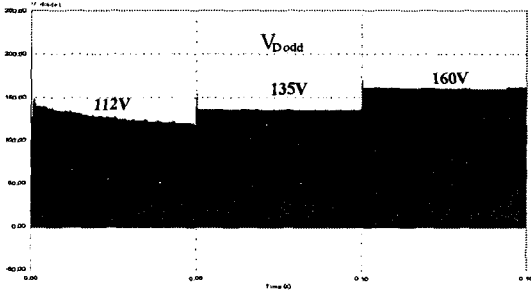
(c)  $V_{Dodd}$   
 그림 11. Asymmetrical 제어.  
 Fig. 11. Asymmetrical control.



(a)  $V_{in}$



(b)  $V_{out}$



(c)  $V_{Dodd}$   
 그림 12. 새로운 하이브리드 제어.  
 Fig. 12. A new hybrid control scheme.

파형에서 알 수 있듯이 그림 5와 같이  $V_{Dodd}$ 와  $V_{Deven}$ 의 스트레스치가 60% 이상이 되는 점 즉 입력전압이 325[V]인 점에서 하이브리드 제어를 함으로써 AHBC일 때의  $D_{odd}$ 의 전압 스트레스를 약30%정도 감소시킬 수 있음을 그림12(c)의 파형

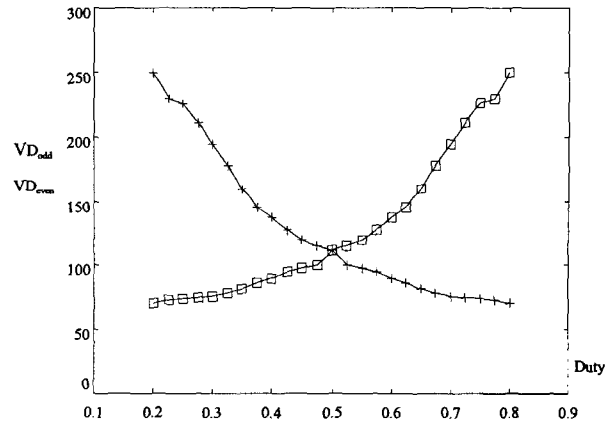
을 통하여 알 수 있다.  $D_{odd}$ 의 스트레스가 가장 큰 입력전압이 374[V]인 점에서도 하이브리드 제어를 함으로써 AHBC일 때의  $D_{odd}$ 의 전압 스트레스를 약36%정도 감소시킬 수 있음을 그림 12(c)의 파형을 통하여 알 수 있으며 이것은 본 논문에서 매우 우수한 장점이다.

그림 13(a)는 입력전압이 245V(D=0.5)에서 374V(D=0.2)로 변할 때 기존의 AHBC의 2차측 다이오드전압 스트레스를 보여주고 있다. 그림 13(b)은 그림 13(a)에서 보여준 단점을 보완하기위해 제안된 제어방법을 이용하여 2차측 다이오드의 전압스트레스를 감소시킨 파형을 보여 주고 있다. 이러한 각각의 결과로부터 본 논문에서 새롭게 제안한 하이브리드 제어기법이 기존의 방법보다 출력측 다이오드의 전압 스트레스를 현저하게 감소하게 됨을 그림 12와 그림 13을 통해서 알 수 있다.

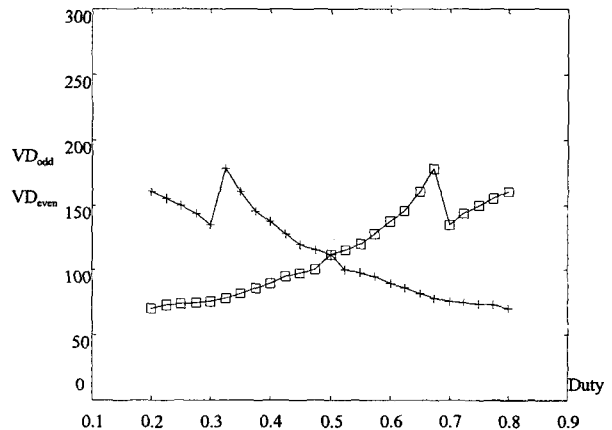
#### 4.2 실험 결과

본 논문에서 실험을 수행하기 위해 사용된 소자는 각각 다음과 같다.

- 주 스위치: Toshiba사 GT50J301
- 다이오드: IXYS사 DSEI30-06A

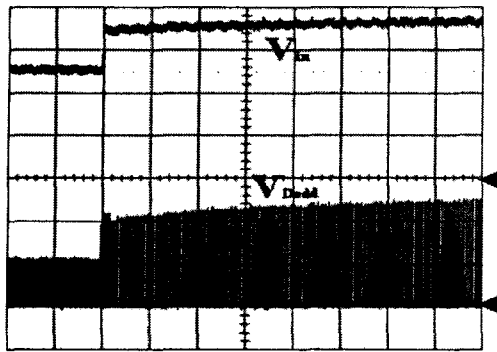


(a) AHBC의 기존 제어 시 다이오드 전압스트레스

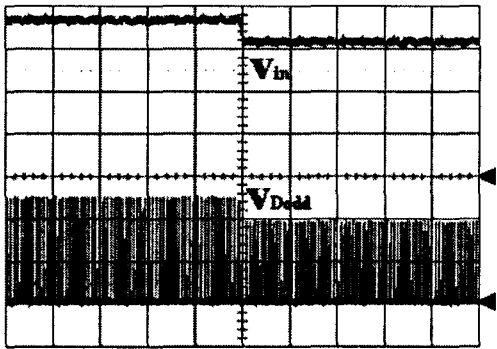


(b) 새로운 제어 수행 시 전압 스트레스  
 그림 13. 2차측 다이오드 전압 스트레스.

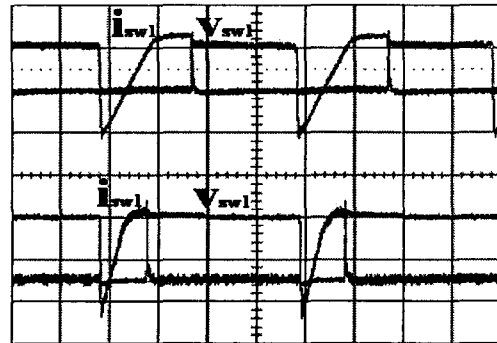
Fig. 13. The secondary diodes voltage stresses.



(100V/div., 100V/div., time 10ms)  
(a)  $V_{in}$ ,  $V_{Dodd}$



(100V/div., 100V/div., time 10ms)  
(b)  $V_{in}$ ,  $V_{Dodd}$



(20A/div., 250V/div., time 10ms)  
upper: 입력전압 260V일 때  $i_{sw1}$ ,  $V_{sw1}$   
lower: 입력전압 374V일 때  $i_{sw1}$ ,  $V_{sw1}$   
(c) 한 주기동안 스위치 전압, 전류 파형.

그림 14. 기존의 Asymmetrical control이 사용된 AHBC 시스템의 실험결과.

Fig. 14. The experimental results of AHBC with using the conventional asymmetrical control.

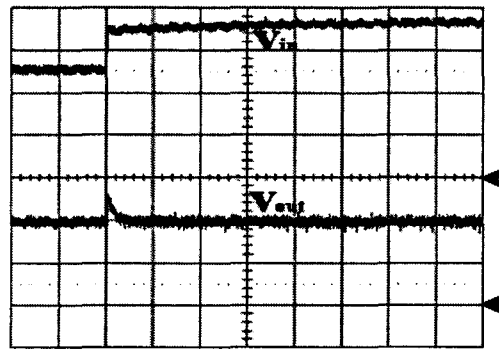
그림 14는 기존의 비대칭 제어를 이용한 AHBC 시스템의 실험결과를 나타내고 있다. 그림 14(a), (b)에서 알 수 있듯이 2차 측 다이오드 전압 스트레스가 큰  $D_{odd}$ 가 112V~250V까지 약120% 상승함을 알 수 있다.

그림 15는 제안된 하이브리드 제어기법을 이용한 AHBC 시스템의 실험결과를 나타내고 있다. 그림 15(a), (b)는 입력전압이 250V~374V까지 변함에도 불구하고 일정하게 출력전압 48V가 제어됨을 알 수 있다. 그리고 그림 15(c), (d)에서 알

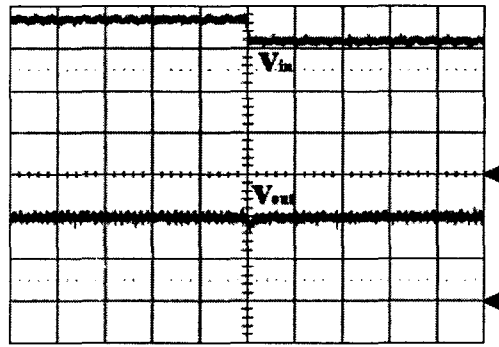
수 있듯이 입력전압이 250V~374V로 가변될 때 2차 측 다이오드 전압 스트레스가 큰  $D_{odd}$ 가 112~160V까지 상승하며 기존의 비대칭제어를 이용할 때 2차 측 다이오드의 최대전압 스트레스가 250V 이었으나 본 논문에서 제안한 하이브리드 기법을 이용하여 160V까지 약36% 저감되었음을 알 수 있다. 따라서 위 그림들로부터 본 논문에서 제안한 제어기법의 실험 파형이 시뮬레이션 파형과 일치함을 알 수 있다.

그림 14(c)에서는 비대칭 제어에 의하여 입력전압의 변화에도 영전압 스위칭이 되고 있는 파형을 나타내고 있다.

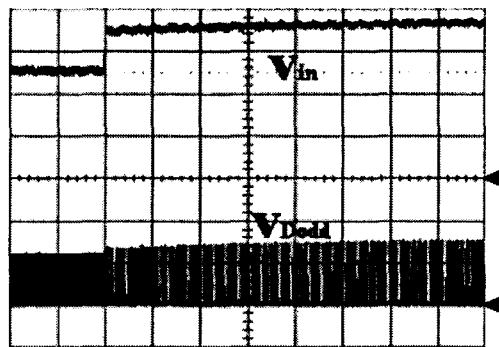
그림 15(e)에서는 입력전압 가변 시 높은 입력전압 374V에서 영전압 스위칭이 되지 않음을 알 수 있다. 그러나 비록 높은 입력전압 범위에서 영전압 스위칭을 잃는다고 하더라도 하이브리드 제어방법으로 2차 측 다이오드의 전압 스트레스를 저감함으로써 전체적인 시스템의 신뢰성을 향상시킴으로써 본 논문에서 제안한 하이브리드 제어의 타당성을 확인 할 수 있다.



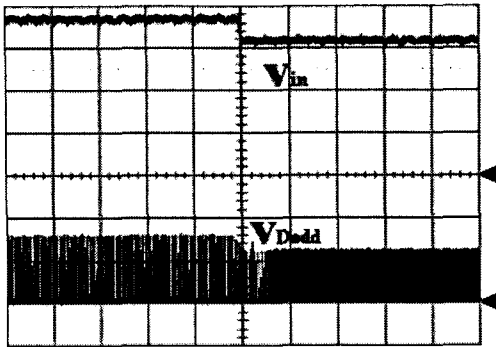
(100V/div., 25V/div., time 10ms)  
(a)  $V_{in}$ ,  $V_{out}$



(100V/div., 25V/div., time 10ms)  
(b)  $V_{in}$ ,  $V_{out}$

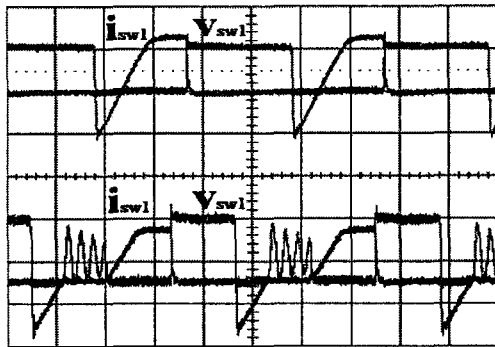


(100V/div., 100V/div., time 10ms)  
(c)  $V_{in}$ ,  $V_{Dodd}$



(100V/div., 100V/div., time 10ms)

(d)  $V_{in}$ ,  $V_{Dodd}$



(20A/div., 250V/div., time 10ms)

upper: 입력전압 260V일 때  $i_{sw1}$ ,  $V_{sw1}$

lower: 입력전압 374V일 때  $i_{sw1}$ ,  $V_{sw1}$

(e) 한 주기동안 스위치 전압, 전류 파형.

그림 15 새로운 하이브리드 제어기법이 사용된 AHBC 시스템의 실험결과.

Fig. 15 The experimental results of AHBC with using the new hybrid control scheme.

### 5. 결론

본 논문에서는 AHBC의 2차측 다이오드 스트레스를 줄이기 위해서 새로운 하이브리드 제어기법을 제안 하였다. 그리고 제안한 제어기법의 그 타당성을 검증하기 위해 시뮬레이션과 실험을 실행하였다. 제안한 제어 기법의 장점은 다음과 같다.

- 간단한 제어로 구현
- 2차 측 다이오드의 전압 스트레스 감소
- Shottky 다이오드를 사용할 때 유리
- 도통 손실 저감
- 시스템 신뢰성 향상

따라서, 이와 같은 특성을 갖는 제안한 하이브리드 제어를 적용한 하프브리지 컨버터는 입력전압과 부하의 변동에 영향을 받지 않고 안정된 전원을 공급할 통신용 전원장치나 배터리 전원장치에 저비용과 높은 신뢰성을 갖는 DC-DC 컨버터로 사용 될 것으로 사료된다.

### 참고 문헌

- [1] Liu, K.-H.; Lee, F.C.Y., "Zero-voltage switching technique in DC/DC converters," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 5 Issue: 3, pp. 293-304, Jul. 1990.
- [2] Guichao Hua; Yang, E.X.; Yimin Jiang; Lee, F.C., "Novel zero-current-transition PWM converters," Trans. Power Electronics Vol.9 Issue: 6, pp. 601-606, Nov. 1994.
- [3] Dong-Yun Lee; Byoung-Kuk Lee; Sang-Bong Yoo; Dong-Seok Hyun, "An improved full-bridge zero voltage-transition PWM DC/DC converter with zero-voltage/zero-current switching of the auxiliary switches," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 36 Issue: 2, pp. 558-566, Mar./Apr. 2000.
- [4] Imbertson, P.; Mohan, N, "Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 29 no.1 pp. 121-125, Jan./Feb. 1993.
- [5] Krupskiy, L.; Meleshin, V.; Nemchinov, A, "Unified model of the asymmetrical half-bridge converter for three important topological variations," Telecommunications Energy Conf. INTELEC'99. The 21st International, pp. 8, Jun. 1999.
- [6] Peng Xu; Qiaoqiao Wu; Pit-Leong Wong; Lee, F.C, "A novel integrated current doubler rectifier," IEEE-APEC conf. Rec., vol.2 , pp. 735-740, 2000.
- [7] Jian Sun; Mehrotra, V, "Unified analysis of half-bridge converters with current-doubler rectifier," IEEE-APEC conf. Rec., vol.1, pp. 514-520, 2001.
- [8] Yi-Hsin Leu; Chern-Lin Chen, "Analysis and design of two-transformer asymmetrical half-bridge converter," IEEE-PESC conf. Rec., Vol. 2, pp. 943-948, 2000.

저 자 소 개



**조 창 규(趙 昶 珪)**

1975년 5월 29일생. 1999년 대불대학교 전기 공학과 졸업(학사). 2002년~현재 한양대학교 대학원 전기공학과 석사과정.  
e-mail : johcg@ihanyang.ac.kr



**이 동 윤(李 東 潤)**

1968년 8월 19일생. 1998년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1998년~2003년 8월 한국과학기술연구원 지능로봇 연구센터 학생 연구원. 2003년 9월~현재 LG.Philips LCD 선임연구원.  
e-mail : dongylee00@hotmail.com



**박 남 주(朴 南 柱)**

1973년 6월 22일생. 2001년 경상대 제어계측공학과 졸업(석사) 2003년~현재 한양대학교 대학원 전기공학과 박사과정.  
e-mail: pnano2@hotmail.com



**김 경 환(金 景 煥)**

1960년 8월 14일생. 1983년 한양대 전기공학과 졸업(학사).1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985~1990년 효성중공업 기술연구소. 1990~1995 POSCON 기술연구소 책임연구원. 1995~1999 현대정보 기술연구소 수석연구원.1999~현재 이화전기 기술연구소 소장  
e-mail: hellokim@cti21.com



**현 동 석(玄 東 石)**

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1984~1985년 미국 토레도대학 교환 교수. 1988년~1989년 뮌헨공대 교환 교수. 현재 한양대학교 전자전기 공학부 교수.  
e-mail : dshyun@hanyang.ac.kr