

태양광 멀티레벨 단상 인버터를 위한 단일 스위치를 가지는 삼중 출력 DC/DC 컨버터 설계 및 해석

(Design and Analysis of a Triple Output DC/DC Converter with One Switch for
Photovoltaic Multilevel Single Phase Inverter)

최우석* · 박성준**

(Woo-Seok Choi · Sung-Jun Park)

Abstract

The industrial products to use single phase inverter are raised the necessity of power quality improvement, such as AC Motor Driver, Lighting, Renewable energy power converter. Also, it is increasing that applied the single phase multilevel inverter for high quality power at renewable energy power converter. Especially, the photovoltaic multilevel inverters have at least more than two DC_Link and more than one DC/DC Converter. This paper proposes a triple output DC/DC Converter with one switch for photovoltaic multilevel inverter. The proposed converter has advantages of low cost and volume because it has one switch. The operation principle of the converter is analyzed and verified. A prototype is implemented to verify of the proposed converter.

Key Words : Multilevel Converters, Multilevel Inverters, Multi Output, Single Phase Multilevel

1. 서 론

기존의 멀티레벨 토폴로지는 HVDC 등 대용량 전력

전송 및 전력 변환에 많이 사용되고 연구되어 왔다. 그러나 최근 단상 인버터가 적용되는 AC 모터 드라이버, 조명장치, 저용량 신재생 에너지 시스템 등의 산업용 제품에 전력 품질 향상의 필요성이 제기 되었고, 이로 인해 단상 멀티레벨 토폴로지의 연구가 지속되고 있다[1-7].

최근 제안된 5-레벨 태양광 인버터는 세 개의 DC_Link와 두 개의 DC/DC 컨버터를 가지는 특징이 있다[5-7]. 그림 1은 참고문헌 [7]에 제시된 단상 멀티레벨 인버터이다. 참고 문헌 [5-6]에서 제시된 단상 멀티레벨 인버터는 PV 모듈 출력이 A상의 DC_Link에 직접 연결되어 있고, 두 개의 승강압용 컨버터가 추가적인 두 개의 DC_Link에 각각 전력을 공급한다. 이러

* 주저자 : 전남대학교 전기공학과 박사수료
** 교신저자 : 전남대학교 전기공학과 교수
* Main author : Ph.D. course, Dept. of Electrical Engineering, Chonnam National University, Korea
** Corresponding author : Professor, Dept. of Electrical Engineering, Chonnam National University, Korea
Tel : 062-530-0629, Fax : 062-530-1749
E-mail : sjpark1@jnu.ac.kr
접수일자 : 2014년 5월 11일
1차심사 : 2014년 5월 14일, 2차심사 : 2014년 6월 11일
심사완료 : 2014년 6월 23일

한 멀티레벨 인버터 시스템에서 DC/DC 컨버터는 추가적인 DC_Link를 구성하는데 필수적이다. 그러나 하나의 승강압용 DC/DC 컨버터가 적용되어 있는 기존의 3레벨 태양광 인버터에 비해 스위치 소자의 증가로 비용이 상승하고 회로가 복잡해지는 단점이 있다.

본 논문에서는 단일 스위치를 가지는 삼중 출력 승강압용 DC/DC 컨버터를 제안한다. 제안된 승강압용 DC/DC 컨버터는 스위치 온, 오프의 두 가지 동작 상태를 가진다. 스위치 온 상태에서, 제안된 컨버터는 하나의 폐회로를 구성하고, 두 개의 인덕터에 에너지를 충전한다. 또한 오프 상태에서는 인덕터에 충전된 에너지를 각각의 출력으로 보내는 독립된 회로로 동작한다. 제안된 회로의 타당성 검증을 위하여 시제품 제작 및 실험을 수행하였다.

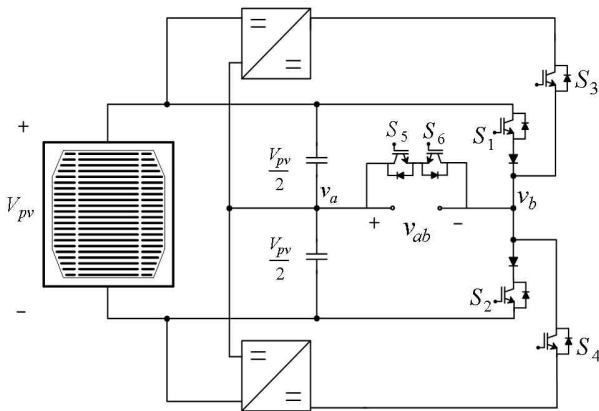


그림 1. 기존의 단상 멀티레벨 인버터[7]
Fig. 1. Conventional Single Phase Multi-Level Inverter[7]

2. 본 문

2.1 제안된 단일 스위치를 가지는 다중 출력 DC/DC 컨버터

그림 2는 제안된 단일 스위치를 가지는 승강압용 삼중 출력 DC/DC 컨버터의 토폴로지를 나타낸다. 제안된 컨버터는 두 개의 인덕터 L_1 , L_2 와 출력 커패시터 C_1 , C_2 , 다이오드 D_1 , D_2 및 하나의 스위치 SW 그리고, 출력 V_1 , V_2 , V_3 로 구성된다. 제안된 컨버터의 출

력 전압 V_2 는 입력 전원 V_s 와 동일한 전압을 형성하고, 출력 V_1 , V_3 는 시비율(D)에 따라 변화한다. 또한 인덕터 $L_1 = L_2$ 이면, 출력 전압 V_1 , V_3 는 동일한 값을 가진다.

회로의 동작은 스위치 온 상태와 오프상태로 구분되며 다음과 같다.

스위치 온 상태 : 그림 3 (a)의 스위치 온 상태에서 입력 전원 V_s 에 의해 인덕터 L_1 과 L_2 에 에너지가 저장된다. 이때 입력 전류 i_s 는 인덕터 측 전류 i_1 과 부하 저항 R_2 측 전류 i_{R2} 를 더한 값과 같다.

스위치 오프 상태 : 그림 3 (b)는 스위치 Off 상태를 나타낸다. 인덕터 L_1 과 L_2 에 저장된 에너지는 다이오드 D_1 과 D_2 를 통해서 각각 부하저항 R_1 , R_3 에 에너지를 공급한다. 이때 입력 전류 i_s 는 부하저항 R_2 전류 i_{R2} 와 동일하다.

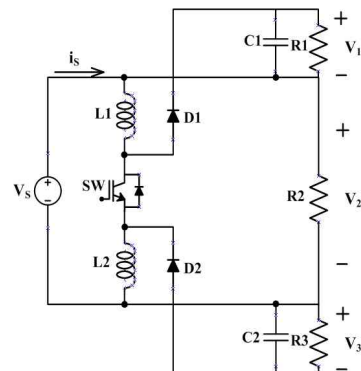


그림 2. 다중 출력 DC/DC 컨버터 토폴로지
Fig. 2. Multi-Output DC/DC Converter Topology

2.2 제안된 컨버터의 해석

제안된 회로의 정상상태 분석을 위해 다음을 가정한다.

- 1) 모든 커패시터와 인덕터는 이상적이다.
- 2) 인덕터 L_1 과 L_2 가 가지는 기생저항 성분을 각각 r_L 로 둔다.
- 3) 스위치와 다이오드는 R_{ON} , r_D 의 내부 온 저항을 가지고, 다이오드는 $V_D = 0$ 의 온 전압을 가진다.
- 4) 스위칭 주파수는 회로의 고유 주파수 보다 충분히 크다.

태양광 멀티레벨 단상 인버터를 위한 단일 스위치를 가지는 삼중 출력 DC/DC 컨버터 설계 및 해석

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(r_L+0.5R_{ON}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(r_L+0.5R_{ON}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/R_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.5V_S \\ 0.5V_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(r_L+r_D) & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -(r_L+r_D) & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1/R_1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1/R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_D \\ -V_D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(r_L+0.5DR_{ON}+(1-D)r_D) & 0 & -(1-D) & 0 \\ 0 & -(r_L+0.5DR_{ON}+(1-D)r_D) & 0 & -(1-D) \\ 1-D & 0 & -1/R_1 & 0 \\ 0 & 1-D & 0 & -1/R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.5DV_S-(1-D)V_D \\ 0.5DV_S-(1-D)V_D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

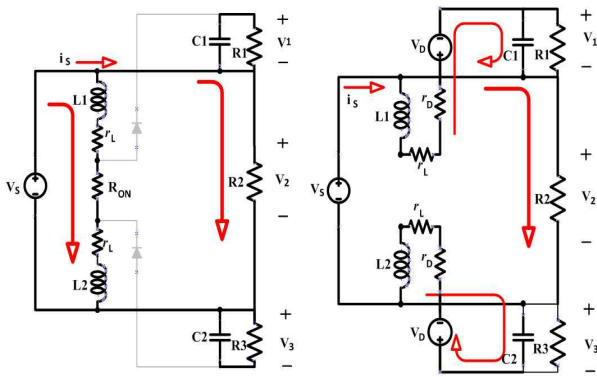


그림 3. 제안된 컨버터의 동작모드
Fig. 3. Operation states of the proposed multi-output DC/DC converter

제안된 컨버터의 동작모드 중 그림 3 (a)의 스위치 온 상태에서 인덕터 전압과 커패시터 전류는 식 (1)과 같다.

또한, 그림 3 (b)의 스위치 오프 상태에서 인덕터 전압 및 커패시터 전류는 식 (2)와 같다.

식 (1)과 (2)로부터 식 (3)의 DC 상태 방정식을 얻을 수 있다.

정상상태 한 주기의 인덕터 전압과 출력 커패시터 전류는 Volt-second 밸런스와 Amp-second 밸런스에 의해서 식 (4)와 같다.

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_1(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

이때 입력 전류 $i_s(t)$ 는 식 (5)와 같다.

$$I_s = \frac{(R_2 D^2 + 2R_1(1-D)^2 + 2r_L + 2r_D + DR_{ON})}{R_2(2R_1(1-D)^2 + 2r_L + 2(1-D)r_D + DR_{ON})} V_S \quad (5)$$

따라서, 각 인덕터 전류와 출력 전압은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{cases} V_1 = \frac{R_1 D(1-D)}{2R_1(1-D)^2 + 2r_L + 2(1-D)r_D + DR_{ON}} V_S \\ V_3 = \frac{R_3 D(1-D)}{2R_3(1-D)^2 + 2r_L + 2(1-D)r_D + DR_{ON}} V_S \\ I_1 = \frac{DR_2 I_S}{R_2 D^2 + 2R_1(1-D)^2 + 2r_L + 2(1-D)r_D + DR_{ON}} \\ I_2 = \frac{DR_2 I_S}{R_2 D^2 + 2R_3(1-D)^2 + 2r_L + 2(1-D)r_D + DR_{ON}} \end{cases} \quad (6)$$

그러므로 출력 전압이득 K 는 식 (6)을 이용해서 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} K &= \frac{V_1}{V_S} = \frac{V_3}{V_S} \\ &= \frac{D}{2(1-D)} \left[\frac{1}{1 + \frac{r_L + 0.5DR_{ON} + (1-D)r_D}{R_1(1-D)^2}} \right] \end{aligned} \quad (7)$$

출력 전압이득은 식 (7)에서와 같이 시비율(D)의 비와 부하저항, 인덕터의 기생저항 및 스위치와 다이오드의 온 저항에 관한 방정식으로 나타난다. 이때 인덕터의 기생저항과 다이오드 및 스위치 온 저항성분을 $R_K = r_L + 0.5DR_{ON} + (1-D)r_D$ 로 나타낼 때, R_K 가 0이 되는 이상적인 경우에서 출력 전압 및 인덕터 전류는 다음과 같다.

$$\begin{cases} V_1 = \frac{D}{2(1-D)} V_S \\ V_3 = \frac{D}{2(1-D)} V_S \\ I_1 = \frac{1}{D + 2\frac{R_1(1-D)^2}{R_2 D}} I_S \\ I_2 = \frac{1}{D + 2\frac{R_3(1-D)^2}{R_2 D}} I_S \end{cases} \quad (8)$$

이때 전체 출력전류는 식 (9), (10)과 같다.

$$I_{o1} = I_{o3} = (1-D)I_1 \quad (9)$$

$$I_{o2} = \frac{V_S}{R_2} \quad (10)$$

전체 기생 저항 성분 R_K 가 출력 전압 이득에 미치는 영향을 고려하면 그림 4와 같이 나타난다. 그림 4는 전체 기생 저항 성분 R_K 가 증가할 때, 출력 전압 이득에 미치는 영향을 시비율(D)에 대해서 나타낸 것이다.

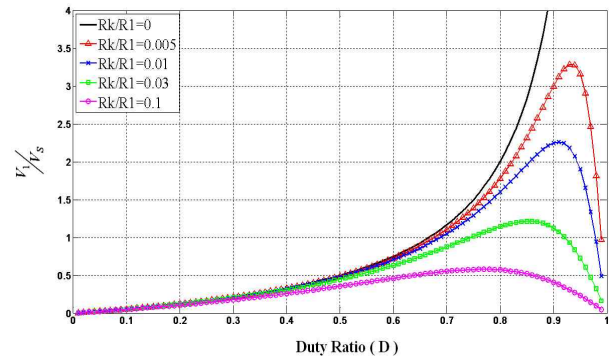


그림 4. R_K 와 부하저항의 비가 변화할 때, 시비율(D)에 따른 출력 전압 계인

Fig. 4. Output voltage gain vs. duty ratio, with variable ratio of R_K/R_1

2.3 제안된 컨버터의 설계

2.3.1 인덕터 및 출력 커패시터 설계

제안된 컨버터의 인덕터 파라미터는 스위치 온 상태에서 인덕터 전류 리플의 크기(Δi_1)에 의해 결정된다. 인덕터 L_1 과 L_2 가 동일할 때, 각각의 인덕터에 걸리는 전압은 입력전압 V_S 의 절반에 해당하고, 이때 L_1 과 L_2 는 다음과 같다.

$$L_1 = L_2 = L = \frac{V_S DT_S}{4\Delta i_1} \quad (11)$$

인덕터 전류 리플의 크기 Δi_1 은 인덕터 전류 I_1 과 리플율 x 의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$L_1 = L_2 = L \geq \frac{V_S DT_S}{4xI_1} = \frac{V_S D(1-D) T_S}{4xI_{o1}} \quad (12)$$

이때 출력 전력 P_{o1} 은 다음과 같다.

$$I_{o1} = \frac{2(1-D)}{D} \frac{P_{o1}}{V_S} \quad (13)$$

그러므로 인덕터 L_1, L_2 는 다음과 같다.

$$L_1 = L_2 = L \geq \frac{V_S^2 D^2 T_S}{8xP_{o1}} \quad (14)$$

출력 커패시터의 값은 스위치 온 상태에서 커패시터 전압 리플의 크기(Δv_1)에 의해서 결정된다. C_1 과 C_2 가 동일할 때 커패시터 C_1, C_2 는 다음과 같다.

$$C_1 = C_2 = \frac{V_1 DT_S}{2\Delta v_1 R_1} \quad (15)$$

커패시터 전압 리플의 크기 Δv_1 은 커패시터 양단 전압의 크기 V_1 과 리플율 y 의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$C_1 = C_2 \geq \frac{DT_S}{2R_1 y} \quad (16)$$

2.3.2 스위치의 전압 및 전류 스트레스
주 스위치 SW 의 최대 전류 스트레스는 다음과 같다.

$$I_{SW,MAX} = \frac{(2L_1 + T_S R_1 (1-D)) P_{o1}}{L_1 D V_S} \quad (17)$$

주스위치의 최대 전류스트레스와 다이오드의 최대 전류 스트레스는 동일하다.

주스위치의 컬렉터-이미터 양단 전압 스트레스와 다이오드 양단 전압 스트레스는 식 (18), (19)와 같다.

$$V_{CE,MAX} = V_S + 2V_{1,MAX} \approx \frac{1}{1-D} V_S \quad (18)$$

$$V_{Diode,MAX} = V_L + V_{1,MAX} \approx \frac{1}{2(1-D)} V_S \quad (19)$$

2.4 시뮬레이션

본 논문에서 제안된 컨버터를 검증하기 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션 하였다. 그림 5는 제안된 단일 스위치를 가지는 삼중 출력 DC/DC 컨버터의 시뮬레이션 회로이다. 각 파라미터는 $L_1 = L_2 = 2mH$, $C_1 = C_2 = C_3 = 100\mu F$, $R_1 = R_2 = R_3 = 100\Omega$ 이다. 스위칭 동작 주파수는 10kHz로 설정하였다. 각 인덕터의 기생저항과 스위치 온 저항, 다이오드 온 전압 및 온 저항이 모두 0인 이상적인 경우에서 시뮬레이션 하였다. 각 파라미터 및 시뮬레이션 조건은 표 1에 나타내었다.

그림 6과 7은 시뮬레이션 결과 파형으로 시비율이 각각 0.3과 0.7에서의 출력 전압 및 인덕터 전류와 스위치 전류 파형이다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation Parameter

Input Voltage	40V
$L_1 = L_2$	2mH
$C_1 = C_2 = C_3$	2700uF
Switching Frequency(f_{sw})	10kHz
Duty Ratio (D)	0.3, 0.7
$R_1 = R_2 = R_3$	100Ohm

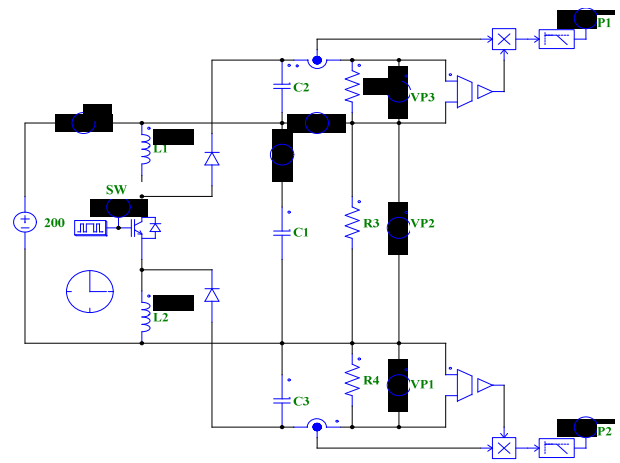


그림 5. 시뮬레이션 회로
Fig. 5. Simulation Circuit

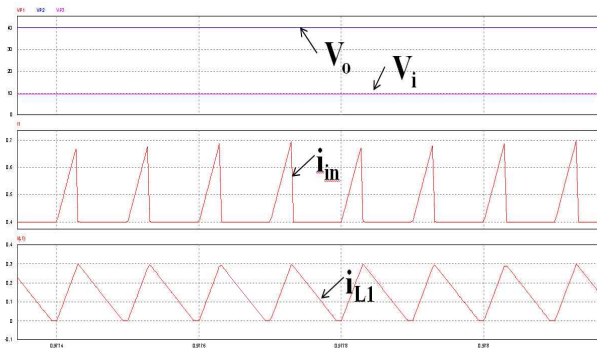


그림 6. 시비율 0.3에서의 시뮬레이션 결과
Fig. 6. Simulation Results, when D=0.3

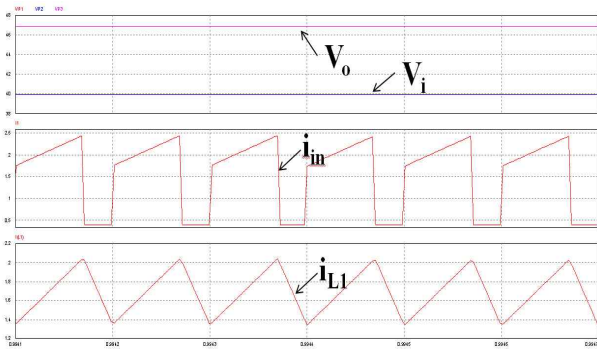


그림 7. 시비율 0.7에서의 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Simulation Results, when D=0.7

3. 실험 결과

제안된 단일 스위치를 가지는 삼중 출력 DC/DC 컨버터에 대한 검증과 성능 평가를 위해 TI사의 DSP TMS320F28335를 이용하여 시제품을 제작하였으며, 실험 환경은 그림 8과 같고, 사용된 실험 파라미터는 표 2와 같다.

표 2. 실험 파라미터
Table 2. Experimental Parameter

Input Voltage	40V
$L_1 = L_2$	2mH
$C_1 = C_2 = C_3$	2700uF
Switching Frequency(f_{SW})	18kHz
Duty Ratio (D)	0.3~0.89
$R_1 = R_2 = R_3$	100Ohm

표 2와 같이 제안된 컨버터의 입력을 40V로 두고, 시비율을 0.3에서 0.05간격으로 0.89까지 증가시켜 가면서 오실로스코프로 출력전압 V_{o1} 과 V_{o3} , 인덕터 전류 i_L , 스위치 양단 전압 V_{CE} 를 측정하였다. 그림 9와 10은 시비율이 각각 0.3과 0.7일 때, 측정된 결과를 보여주고 있다. 그림에서 출력전압 V_{o1} 과 V_{o3} 가 시비율 0.3에서 약 8.3V, 0.7에서 약 46V의 전압을 형성하는 것을 확인할 수 있다. 그러나 시비율 0.7에서 두 출력 전압 간에 약 1.5V의 전압차가 발생하는데, 이는 인덕터와 스위치를 연결하는 선로 임피던스 불균형에 따른 영향으로 판단된다.

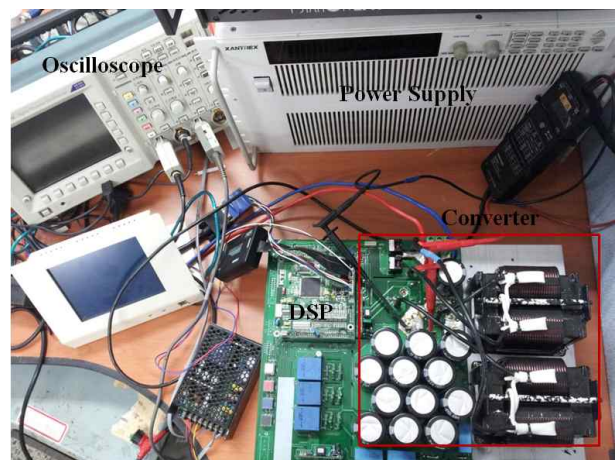


그림 8. 삼중 출력 DC/DC 컨버터의 실험환경
Fig. 8. The experimental set of the proposed triple output DC/DC converter

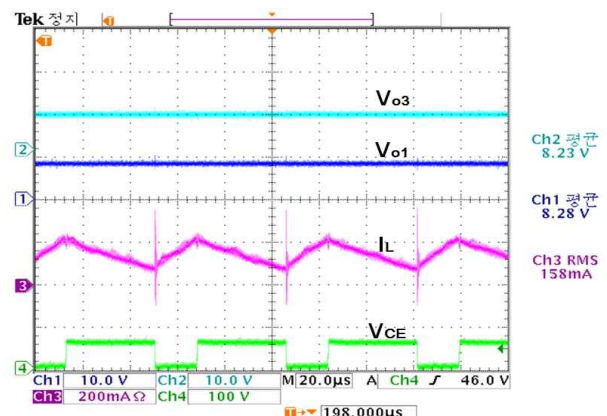


그림 9. 시비율 0.3에서의 실험 결과
Fig. 9. Experimental Results, when D=0.3

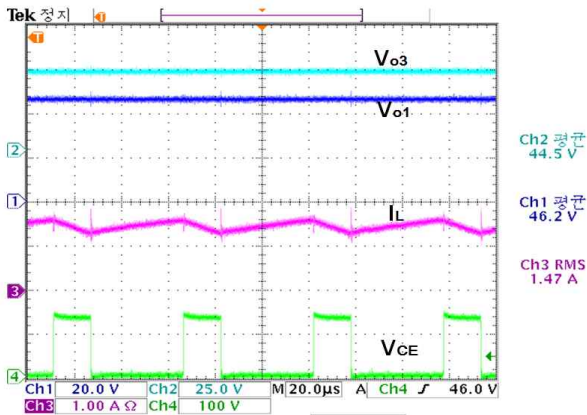


그림 10. 시비율 0.7에서의 실험 결과
Fig. 10. Experimental Results, when D=0.7

식 (7)에서 기생저항 성분(R_K)가 0일 때, 입출력 전압비는 기존의 벡-부스트 컨버터의 절반에 해당한다. 따라서 제안된 컨버터는 하나의 스위치로 절반의 전압게인을 가지는 두 개의 벡-부스트 컨버터와 동일한 기능을 하는 것을 알 수 있다. 그러므로 높은 승압비가 필요하지 않는 두 개의 가변 출력이 필요한 단상 멀티레벨 인버터에 적용 시, 비용 절감의 장점이 있다는 것을 알 수 있다.

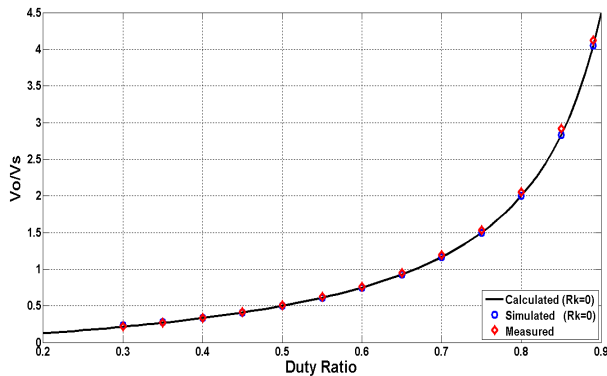


그림 11. 시뮬레이션과 측정치의 시비율에 대한 입출력 전압 게인
Fig. 11. Simulated and measured output voltage gain with variable Duty ratio

그림 11은 본 논문에서 제안된 삼중출력 DC/DC 컨버터의 타당성을 검증하기 위해서, 본문에서 분석된 상태공간 방법과 PSIM 시뮬레이션에 의한 방법, 실험

에 의한 방법으로 제안된 회로의 기생저항 성분(R_K)이 0일 때, 시비율에 따른 각각의 입출력 전압비를 비교하였다. 그 결과 그림과 같이 모두 동일한 것을 확인하였다.

4. 결 론

본 논문은 단일 스위치를 가지는 삼중 출력 DC/DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 하나의 스위치와 두 개의 인덕터 및 다이오드로 삼중 출력을 구성하여, 두 조의 DC/DC 컨버터가 적용된 기존의 단상 태양광 멀티레벨 컨버터보다 적은 비용으로 구성할 수 있는 장점이 있다. 또한 두 개의 승압압 출력 중 하나가 단락이 되더라도, 두 출력이 하나의 온 상태를 공유하여 각각의 인덕터가 하나로 동작하기 때문에, 단락 전류가 제한이 되는 장점이 있다.

본문에서는 제안된 컨버터의 기생저항 성분(R_K)이 시비율에 따른 입출력 전압 비에 미치는 영향을 상태공간 방법으로 분석하였으며, 컨버터의 설계 방법을 제시하였다. 또한 타당성 검증을 위해서 상태공간 분석과 시뮬레이션 및 실험결과를 비교하여 타당성을 검증하였다.

이 논문은 2013년도 LG이노텍 핵심애로기술 개발사업의 지원에 의해 수행된 연구임.

References

- [1] John Salmon, M. Knight, Jeffrey Ewanchuk, "Single-Phase Multilevel PWM Inverter Topologies Using Coupled Inductors", IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 5, pp. 1259-1266, May. 2009.
- [2] Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, "Multilevel Inverter: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, Aug. 2002.
- [3] Sung-Jun Park, Feel-Soon Kang, Man Hyung Lee, Cheul-U Kim, "A New Single-Phase Five-Level PWM Inverter Employing a Deadbeat Control Scheme", IEEE Trans. Power Electron., vol 18, no. 3, pp. 831-843, May 2003.
- [4] Mariusz Malinowski, Sebastian Stynski, "Simulation of Single-Phase Cascade Multilevel PWM Converters", EUROCON, pp 1524-1529, Sep. 2007.

- [5] K.H. Yang, W.S. Choi, M.H. Heo, T.W. Lee, G.H. Kim, S.J. Park, "4Level single-phase inverter", Power Electronics Conference, pp 476-477, Jul. 2012.
- [6] K.H. Yang, J.G. Hwang, H.B. Wi, S.J. Park, "5level single-phase inverter", Power Electronics Conference, pp 199-200, Nov. 2012.
- [7] J. Hantshell - German Patent Application, Pub. No. DE102006010694 A11, Pub Date: 20 Sep. 2007.
- [8] Minh-Khai Nguyen, Young-Gook Jung, Young-Cheol Lim, "Single-Phase AC-AC Converter Based on Quasi-Z-Source Topology", IEEE Trans. Power Electron., vol 25, no. 8, pp. 2200-2210. Aug. 2010.
- [9] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Springer Net., Second Edition, pp. 40-56, 2008.
- [10] H. M. Lee, D. M. Lee, "DC-link Voltage Ripple Compensation Method for Single Phase 3-level PWM Converter", Journal of KIEE, vol. 27, no. 4, pp. 8-15, 2013.

◇ 저자소개 ◇



최우석(崔祐碩)

1978년 2월 12일생. 2003년 2월 밀양대 정보통신공학과 졸업. 2006년 8월 부산대 전자공학과 졸업(석사). 2006~2011년 도시환경ENG 태양광발전연구소 선임연구원. 2011년~현재 전남대 전기공학과 박사과정.



박성준(朴晟濬)

1960년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1996~2000년 지능기계공학과 졸업(박사). 1996~2000년 거제대학 전기과 조교수. 2000~2003년 동명대학 전기공학과 조교수. 2003년~현재 전남대 전기공학과 교수.