

## 대용량 승압형 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 분석

강정일, 노정욱\*, 문건우, 윤명중  
한국과학기술원, 삼성전자\*

### An analysis of phase-shifted parallel-input/series-output dual converter for high-power step-up applications

Jeong-il Kang, Chung-Wook Roh\*, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Youn  
Korea Advanced Institute of Science and Technology, Samsung Electronics Co., LTD\*

#### ABSTRACT

A new phase-shifted parallel-input/series-output dual converter for high-power step-up applications has been proposed. It features a high efficiency due to the low switch turn-off voltage, low device stresses, low ripple contents, and a fast control-to-output dynamics compared to its PWM counterpart. To confirm the validity of the proposed converter, experimental results from an 800W, 350Vdc prototype are presented.

#### 1. 서 론

승압 전력변환 기술은 전기 자동차, 무정전 전원 장치(UPS), 서버 시스템 및 태양광 발전 등의 분야에 널리 쓰이고 있으며 그 수요와 요구되는 전력 사양이 계속 증가하고 있다. 특히 차세대 전원으로 큰 관심을 모으고 있는 연료 전지(fuel cell)는 그 단위 전지의 전압이 0.7V 정도로 비교적 낮기 때문에 대용량 승압 변환 기술이 적용될 수 있는 좋은 예가 된다. 그러나, 승압형 전원 장치는 높은 승압비를 얻고자할 때 과도한 입력 전류에 의해 기생 성분으로부터의 손실이 심각해지는 문제가 있다.

이에 대해 대용량 승압 응용을 위한 전원 장치로 위상천이 병렬입력/직렬출력 모듈화 된 듀얼 컨버터<sup>[1]</sup>를 제안한 바 있다. 제안된 회로는 입력 측의 전류 스트레스 및 출력 측의 전압 스트레스를 분배하기 위해 병렬입력/직렬출력 모듈화 방법<sup>[2]</sup>을 채용하였으며 단위 모듈로는 하프-브릿지 컨버터의 쌍대인 듀얼 컨버터(dual converter)<sup>[3]</sup>를 사용하였다. 제안된 회로는 상시비율로 동작하는 두 개의 듀얼 컨버터 모듈과 보조회로로 구성되며 모듈간의 위상이 제어입력으로 가해진다. 각 모듈의 출력전압은 일정하게 유지되는 반면 보조회로에서는 위상

차에 비례하는 전압이 발생한다.

제안된 회로는 기존의 펄스 폭 변조(PWM) 방식을 이용한 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 비해 제어입력에 대한 출력전압의 변화가 선형이며 입력 전류 및 출력전압의 맥동이 작다. 또한, 캐패시터의 RMS 전류가 작아 출력전압의 맥동은 더욱 줄어든다. 또한, 스위치의 전압 스트레스가 일정하면서 낮아 스위칭 손실이 작고, 내압이 낮은 저손실의 소자를 사용하여 더욱 효율을 높일 수 있다. 한편, 보조회로가 적절히 설계되었을 때 제안된 회로는 제어입력에 대해 우수한 동특성을 보인다.

본 논문에서는 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 동작을 간단히 재검토하고 수학적 모델을 제시하며 제안된 컨버터의 특징을 종래의 펄스 폭 변조(PWM) 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터와 비교하여 분석한다. 또한, 제안된 회로의 유효성 및 분석의 타당성을 실험결과를 통해 검증한다.

#### 2. 제안된 컨버터의 정상상태 동작

제안된 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 회로도 와 동작조건에 따른 동작 파형을 다음 그림 1과 2에 각각 보이고 있다. 각 모듈은 완전히 동일하며 모듈 2가 모듈 1에 대해 위상차  $\phi$ 를 가진다고 가정한다. 또한, 모든 회로소자는 이상적이며 인덕터와 캐패시터의 값은 충분히 커서 일정한 전류 및 전압원으로 본다. 이 때, 각 모듈의 인덕터의 전압-시간 균형조건은 위상차에 무관하여, 그 출력전압은 독립된 하나의 듀얼 컨버터의 출력전압과 같다.

각각  $N_{x1}$ 과  $N_{x2}$ 로 표시된 보조 권선은 서로 같은 극이 연결되어 그 양단의 순시전압  $v_{AB}$ 는 보조권선에 유도된 각 변압기 2차 측 전압의 차가 된다.  $\phi = 0$ 인 경우  $v_{AB}$ 와 보조회로의 출력 전압  $V_{ox}$ 는 0이 되어 기존의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터와 등가적으로 같다.  $\phi \neq 0$ 인 경우 그림 2(a)에 보인

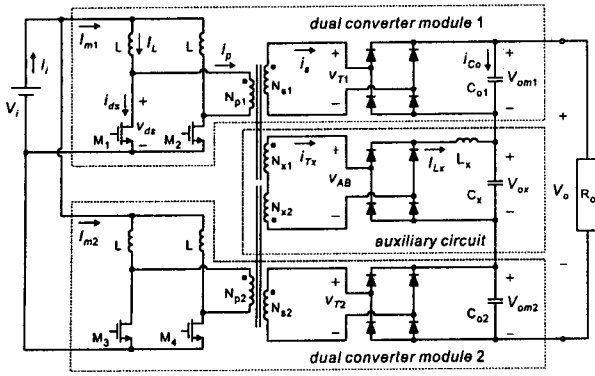


그림 1 제안된 컨버터의 회로도  
Fig. 1 Circuit diagram of proposed converter

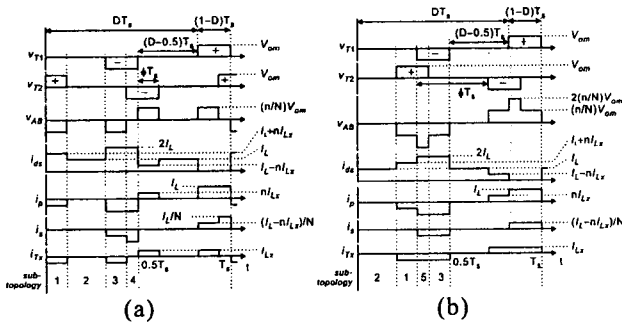


그림 2 동작 조건에 따른 제안된 회로의 동작파형  
Fig. 2 Operating waveforms of proposed converter for different operating conditions

바와 같이  $v_{AB}$ 의 전압이  $\phi$ 에 비례하는 폭을 가지는 구형파가 되며 보조회로에서 정류 평활되어  $\phi$ 에 비례하는  $V_{ox}$ 를 내게 된다. 만일, 시비율이  $D > 0.75$ 인 경우,  $\phi > 1-D$ 일 때 각 변압기의 2차 전압은 보조권선에 독립적으로 유도되어  $\phi$ 가 증가하여도  $V_{ox}$ 는 더 이상 증가하지 않게 된다.  $D > 0.75$ 인 경우,  $\phi > D-0.5$ 이면 그림 2(b)의 파형을 보인다. 이 때,  $\phi$ 에 따라  $v_{AB}$ 의 파형의 형태는 달라지지만 그 평균값은 변하지 않아  $V_{ox}$ 는 여전히 변하지 않는다.

$D < 0.75$ 인 경우,  $\phi > D-0.5$ 이면 그림 2(b)의 파형과 유사한 형태를 보이게 된다. 다만  $v_{T1}$ 과  $v_{T2}$ 의 구형파의 폭이 훨씬 커서  $N_{x1}$ 과  $N_{x2}$ 에 같은 부호의 전압이 유도되어 서로 상쇄되는 구간이 존재하므로  $\phi$ 가 증가함에 따라 그 구간이 감소하면서  $V_{ox}$ 가 증가한다.  $D < 0.75$ 이고  $\phi > 1-D$ 보다 큰 경우 그림 2(b)의 파형을 보이며  $V_{ox}$ 는 더 이상 증가하지 않는다.

요약하면, 제안된 회로의 보조회로는  $0 < \phi < 1-D$ 의 범위 내에서  $\phi$ 에 비례하는 전압을 내며 단위 모듈의 전압을  $V_{om}$ 이라 할 때,  $V_{ox}$ 는 다음이 된다.

$$V_{ox} = 4 \frac{n}{N} V_{om} \min\{\phi, 1-D\} \quad (1)$$

식 (1)에서  $N$ 은 2차권선/1차권선의 권선비를 나타

내고  $n$ 은 보조권선/1차권선의 권선비를 나타낸다.

### 3. 제안된 컨버터의 모델링

상공간 평균법을 이용하여 제안된 컨버터의 대신호 및 소신호 모델을 구할 수 있다. 역시 제안된 컨버터의 두 모듈은 완전히 동일하며 전류 및 전압이 두 모듈에 균등하게 분배되어있다고 가정한다. 이 때, 상태변수는  $i_L$ ,  $v_{om}$ ,  $i_{Lx}$ ,  $v_{ox}$ 로 정의된다. 단, 스위치 도통저항  $R_{ds}$ 는 컨버터의 동특성에 큰 영향을 미치므로 그 영향을 고려한다. 소신호 모델의 전 단계로 다음의 대신호 모델을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_i}{L} - (1-D) \frac{v_{om}}{NL} - (3-2D) \frac{i_L}{L} R_{ds} \\ \frac{dv_{om}}{dt} &= \frac{2i_L}{NC_o} (1-D) - \frac{2n\phi}{NC_o} i_{Lx} - \frac{2v_{om}}{R_o C_o} - \frac{v_{ox}}{R_o C_o} \\ \frac{di_{Lx}}{dt} &= \frac{4n\phi}{NL_x} v_{om} - \frac{v_{ox}}{L_x} - \frac{8n^2 \min\{\phi, D-0.5\}}{L_x} i_{Lx} R_{ds} \\ \frac{dv_{ox}}{dt} &= \frac{i_{Lx}}{C_x} - \frac{2v_{om}}{R_o C_x} - \frac{v_{ox}}{R_o C_x} \end{aligned} \quad (2)$$

좌변의 미분항들을 모두 0으로 놓으면 다음과 같이 정상상태 해를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{om} &= \frac{NV_i}{1-D} \left[ 1 + (3-2D) \left( \frac{N+2n\phi}{1-D} \right)^2 \left( 1 + 8n^2 \min\{\phi, D-0.5\} \frac{R_{ds}}{R_o} \right)^{-1} \frac{R_{ds}}{R_o} \right]^{-1} \\ v_{ox} &= \frac{4n\phi}{N} v_{om} \left( 1 - 4nN \frac{R_{ds}}{R_o} \left( 1 + 8n^2 \min\{\phi, D-0.5\} \frac{R_{ds}}{R_o} \right)^{-1} \right) \\ i_{Lx} &= \frac{2v_{om} + v_{ox}}{R_o} \\ i_L &= \frac{1}{2} \frac{N+2n\phi}{1-D} i_{Lx} \end{aligned} \quad (3)$$

식 (2)를 식 (3)으로 표현되는 동작점 부근에서 선형화를 행하면 다음과 같이 제안된 컨버터의 소신호 모델을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{om}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lx}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{ox}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{(3-2D)R_{ds}}{L} & -\frac{1-D}{NL} & 0 & 0 \\ \frac{2(1-D)}{NC_o} & -\frac{2}{R_o C_o} & -\frac{2n\phi}{NC_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \\ 0 & \frac{4n\phi}{NL_x} & -\frac{8n^2 R_{ds} \phi}{L_x} & -\frac{1}{L_x} \\ 0 & -\frac{2}{R_o C_x} & \frac{1}{C_x} & -\frac{1}{R_o C_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{om} \\ \hat{i}_{Lx} \\ \hat{v}_{ox} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{2n\hat{i}_{Lx}}{NC_o} \\ 0 & \frac{4n\hat{v}_{om}}{NL_x} - \frac{8n^{2R} \hat{i}_{Lx}}{L_x} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_i \\ \hat{\phi} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

### 4. 제안된 컨버터의 분석

#### 4.1 전압변환특성

$R_{ds}$ 를 고려한 경우 제안된 회로의 전압변환비율은 다음과 같이 구해진다.

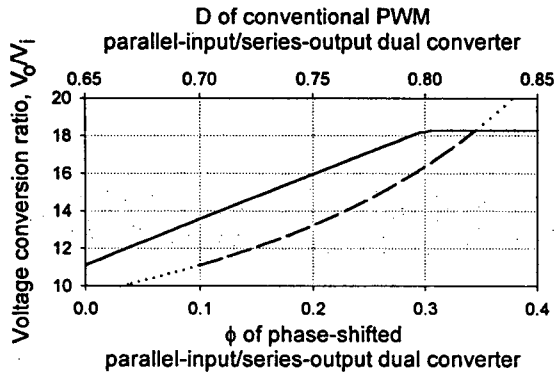


그림 3 두 컨버터의 전압변환특성  
Fig. 3 Step-up curves of two converters

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2N+4n\phi}{1-D} \left[ 1 + \left( 8n^2 \min(\phi, D-0.5) + (3-2D) \left( \frac{N+2n\phi}{1-D} \right)^2 \frac{R_{ds}}{R_o} \right) \right]^{-1} \quad (5)$$

제어 변수는  $\phi$ 이고  $D$ 는 고정되어있으며 각괄호 안의 식이  $R_{ds}$ 에 의한 영향을 나타낸다.  $\phi=0$ 을 대입하고  $D$ 를 변수로 하면 변압기 권선비가  $N$ 인 종래의 PWM 방식의 2 모듈 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 전압변환비가 얻어진다. 다음 그림 3은 11~18의 승압비가 요구되는 예를 들어  $N=1.7$ ,  $n=2$ ,  $R_o=150$ ,  $R_{ds}=0.055\Omega$ 인 경우 두 컨버터의 전압변환비를 계산하여 보인 그림이다. 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터는  $0.7 < D < 0.82$ 의 범위에서 원하는 승압비를 얻을 수 있는데 반해, 제안된 컨버터는  $D=0.7$ 일 때에  $0 < \phi < 0.3$ 의 범위에서 원하는 승압비를 얻을 수 있다. 제안된 컨버터는 제어입력 변동에 대한 출력의 감도가 낮아 궤환 보상을 하는 경우 잡음 등에 둔감한 장점을 가진다.

#### 4.2 소자 스트레스

다음 그림 4는  $N=1.7$ ,  $n=2$ 인 경우 두 컨버터의 소자 스트레스를 전압변환비의 함수로 비교한 그림이다. RMS 전류의 값은 부하 전류에 대해 정상화

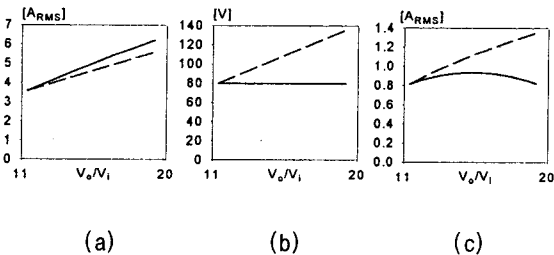


그림 4 제안된 컨버터(-)와 종래의 PWM 방식의 대응회로(-)의 (a)스위치 RMS 전류, (b) 스위치 전압, (c) 캐패시터 RMS 전류

Fig. 4 (a) switch RMS current, (b) switch turn-off voltage, (c) capacitor RMS current in proposed converter(-) and conventional PWM counterpart(-)

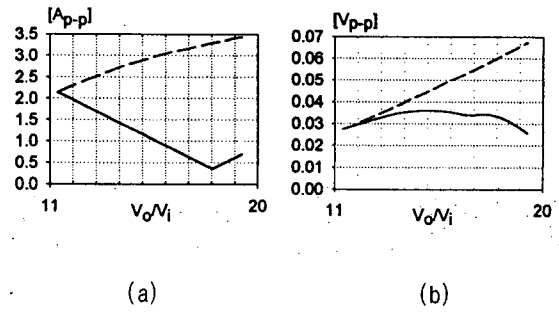


그림 5 제안된 컨버터(-)와 종래의 PWM 방식의 대응회로(-)의 (a) 입력전류 맥동과 (b) 출력전압 맥동  
Fig. 5 (a) input current ripple and (b) output voltage ripple of proposed converter(-) and conventional PWM counterpart(-)

되어있다.  $D=0.7$ 에서 동작하는 제안된 회로는 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 비해 최대 약 10% 가량 높은 스위치 RMS 전류를 보이지만 전압 스트레스는 최대 40% 낮은 값을 보인다. 적절히 설계된 스너버를 추가하여 스위치의 스파이크를 제거한다는 조건하에 종래의 PWM 방식의 컨버터는 135V의 최대 스위치 전압을 보이므로 내압 200V에 도통저항  $0.085\Omega$ 의 IRFP250을 사용할 수 있지만 제안된 컨버터는 내압 100V에 도통저항  $0.055\Omega$ 의 IRFP150을 사용하여 효율의 증대를 모색할 수 있다. 한편, 캐패시터 RMS 전류도 제안된 회로의 경우 상대적으로 매우 작음을 알 수 있다.

#### 4.3 맥동 성분

그림 5는  $N=1.7$ ,  $n=2$ ,  $R_o=150$ ,  $L=180\mu\text{H}$ ,  $L_x=140\mu\text{H}$ ,  $C_o=600\mu\text{F}$ ,  $C_x=100\mu\text{F}$ ,  $V_i=24\text{V}$ 인 경우 두 컨버터의 입력전류와 출력전압의 맥동을 전압변환비의 함수로 나타낸다. 모듈간의 위상차 및 상시비율 동작으로 제안된 회로는 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 비해 훨씬 작은 입력전류 맥동을 보이고 있다. 뿐만 아니라, 출력전압의 경우에도 보조회로에 의한 위상지연으로  $V_{ox}$ ,  $V_{om1}$ ,  $V_{om2}$  모두 그 맥동이 부분적으로 상쇄되므로 결과적으로 낮은 맥동을 보이고 있다.

#### 4.4 제어입력에 대한 출력전압의 과도응답

다음 그림 6은  $N=1.7$ ,  $n=2$ ,  $R_o=150$ ,  $L=180\mu\text{H}$ ,  $L_x=140\mu\text{H}$ ,  $C_o=600\mu\text{F}$ ,  $C_x=100\mu\text{F}$ ,  $V_i=24\text{V}$ 인 경우 제어입력을 변화시켜 출력전압이 320V와 350V사이에서 변동하도록 한 경우의 응답으로 식 (2)의 대신호 모델을 이용하여 모의실험한 결과이다. 그림 6(a)는  $D=0.7$ 로 동작하는 제안된 회로의 파형으로 맨 위부터  $V_o$ ,  $V_{om}$ ,  $V_{ox}$ 이고 그림 6(b)는  $V_o$ ,  $V_{om}$ 의 순서이다. 제안된 컨버터는 그 전체 동특성이 보다

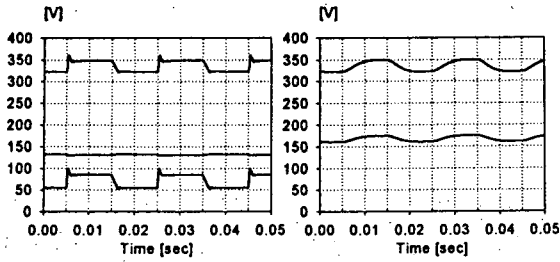


그림 6 제어입력변동에 대한 (a) 제안된 컨버터와 (b) 종래의 PWM 대응회로의 출력전압 과도응답

Fig. 6 Output voltage transient response of (a) proposed converter and (b) conventional PWM counterpart against control input variations

빠른 동특성을 갖는 보조회로에 의해 지배받도록 설계된 경우 종래의 PWM 방식의 대응회로에 비해 우수한 지령추종능력을 보인다. 식 (4)의 소신호 모델을 분석해 보면 제안된 컨버터의 제어입력에서 출력전압으로의 대역폭이 약  $10^4$ rad/sec로 종래의 PWM 대응회로에 비해 10 배 이상 넓게 나타난다.

## 5. 실험 결과

실험에 사용된 소자 및 동작조건은  $N=1.7$ ,  $n=2$ ,  $R_o=150$ ,  $L=180\mu\text{H}$ ,  $L_x=140\mu\text{H}$ ,  $C_o=600\mu\text{F}$ ,  $C_x=100\mu\text{F}$ ,  $V_i=24\text{V}$ ,  $D=0.7$ 이고 스위치 소자는 IRFP150을 이용했다. 이에 반해 PWM 방식의 대응회로는 높은 스

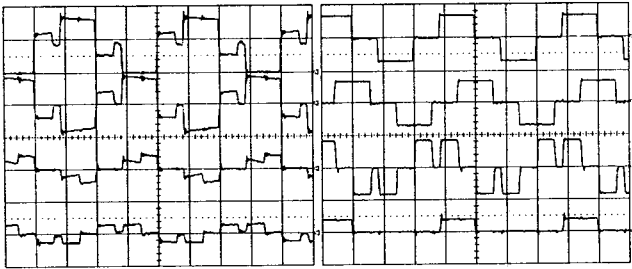


그림 7 제안된 컨버터의 동작파형  
Fig. 7 operating waveforms of proposed converter

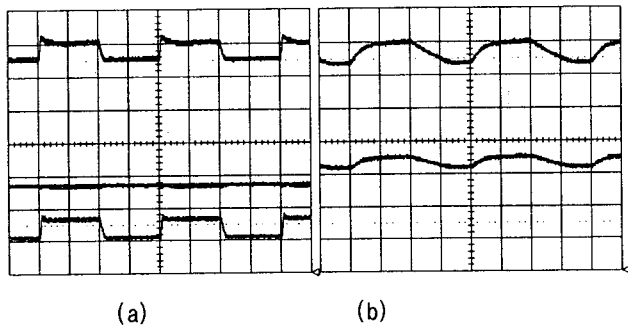


그림 8 (a) 제안된 컨버터와 (b) PWM 대응회로의 출력전압 과도응답  
Fig. 8 Output voltage transient responses of (a) proposed converter and (b) PWM counterpart

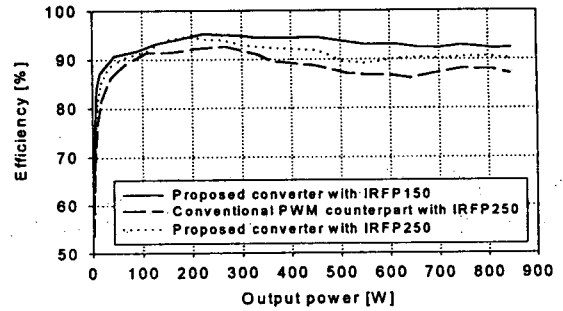


그림 9 두 컨버터의 효율곡선  
Fig. 9 Measured efficiencies of both converters

위치 전압스트레스 때문에 IRFP250을 스위치 소자로 사용했다. 그림 7은 제안된 회로의 정상상태 동작파형이다. 그림 2(a)에 보인 이론적인 파형과 일치한다. 그림 8은 두 컨버터의 제어입력 변동에 대한 출력전압의 파형으로 그림 6의 파형과 일치한다. 또한, 유도된 수학적 모델의 유효성도 검증된다. 그림 9는 두 컨버터의 효율을 측정한 결과이다. 저손실의 소자를 사용한 제안된 컨버터가 효율이 높음은 물론이고 같은 소자를 사용한 경우에도 낮은 스위칭 손실로 인해 종래의 PWM 대응회로에 비해 높은 효율을 보인다.

## 6. 결론

종래의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터를 바탕으로 위상전이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터의 동작을 알아보았고 그 수학적 모델을 제시하였다. 또한, 제안된 컨버터의 특징을 종래의 PWM 방식의 회로와 비교 분석하였으며, 실험을 통해 분석한 바를 검증하였다. 제안된 회로는 낮은 맥동 성분, 낮은 소자 스트레스, 빠른 동특성, 높은 효율을 보이며 대용량 승압 응용에 유용하게 사용될 수 있다.

## 참고 문헌

- [1] 강정일, 노정욱, 한상규, 윤명중, "새로운 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화를 적용한 듀얼 컨버터," 2000년 전력전자학술대회 논문집, pp. 270~273, 2000, Jul.
- [2] S. N. Manias, G. Kostakis, "Modular DC-DC converter for high-output voltage applications," *IEE Proceedings-B*, Vol. 140, No. 2, pp. 97~102, 1993, Mar.
- [3] Peter J. Wolfs, "A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter," *IEEE Trans. on IE*, Vol.40, No. 1, pp. 139~144, 1993, Feb.