

# 새로운 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화를 적용한 듀얼 컨버터

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

## A New Phase Shift PWM Parallel-input/Series-output Modularized Dual Converter

Jeong-il Kang, Chung-wook Roh\*, Sang-Kyoo Han, Myung-Joong Youn  
KAIST, Samsung Electronics Digital Media Business\*

### ABSTRACT

A new phase shift PWM parallel-input/series-output modularized dual converter is proposed in this paper. This converter is operated with a fixed duty ratio and its output voltage is regulated by phase shift between each module. Since the operating duty ratio of each module is fixed, it is sufficient to implement a simple open loop drive circuitry for each module and the cost of total system can be much reduced. The operation of the converter is analyzed in this paper and verified by computer simulation.

### 1. 서론

전력 변환 기술 중에 직류 승압 변환 기술은 반도체 제조 설비나 초음파 기기, 레이저 기기 등의 전원 장치에 널리 응용되고 있다. 뿐만 아니라 낮은 전압의 배터리로 구동되는 서보 시스템이나 송전 효율을 높이기 위해 높은 버스 전압을 필요로 하는 분산 전력 시스템의 전위(front-end) 컨버터 등의 예에도 직류 승압 변환 기술은 다양하게 응용될 수 있다. 본 논문에서는 높은 효율과 높은 승압비, 그리고 간단한 구동 및 제어 회로를 가지는 전

원 장치의 회로에 관해 연구한다.

승압형 직류 전원 장치의 기본 원리는 각각 하나씩의 인덕터와 캐패시터, 다이오드 그리고 역시 하나의 반도체 스위치로 구성되는 단순 부스트 컨버터를 통해 이해할 수 있다. 단순 부스트 컨버터의 단점들을 개선한 승압형 직류 전원 장치로 전류원 풀쉬-풀, 전류원 풀-브릿지 컨버터 등이 응용 조건에 따라 적절히 선택되어 사용되고 있지만 그 기본 동작 원리는 단순 부스트 컨버터와 같다.

최근에 제안된 승압형 전원 장치 회로로 전압원 하프-브릿지 회로에 쌍대 이론(duality principle)을 적용하여 도출되는 듀얼 컨버터(dual converter 또는 dual inductor converter)<sup>[1]</sup>가 발표된 바 있다. 그림 1에 보인 듀얼 컨버터는 기존의 전류원 풀-브릿지 컨버터나 전류원 풀쉬-풀 컨버터에 비해 두 배의 승압비<sup>[2]</sup>를 가진다는 장점이 있어 높은 승압비를 요구하는 대용량의 시스템에 응용될 전망이다.

한편, 전원 장치의 기본 회로에 관한 연구와는 별도로, 선정된 기본 회로를 모듈화 하여 전원 장치를 구성하는 모듈화 기법에 대해서도 연구가 이루어지고 있다. 지금까지 제안된 몇 가지 모듈화 방법들 가운데 최근에 제안된 병렬입력/직렬출력 모듈화<sup>[3]</sup>는 다수의 전원 장치 모듈을 주 전원에 대해 병렬로 묶고 부하에 대해 직렬로 이어 각 모듈의 출력 전압이 모두 더해진 전압이 부하에 가해지도록 하는 방법으로 특히 승압형 전원 장치의 구성 방법으로 매우 유용하다.

본 논문에서는 병렬입력/직렬출력 모듈화 방법을 개량하여 몇 개의 수동 소자의 추가로 기존의 병렬입력/직렬출력 모듈화 방법에 비해 보다 높은 승압효과를 가지며 매우 간단한 구동 및 제어 회로로 동작하는 새로운 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터를 제안하고 그 유용성을 검토한다.

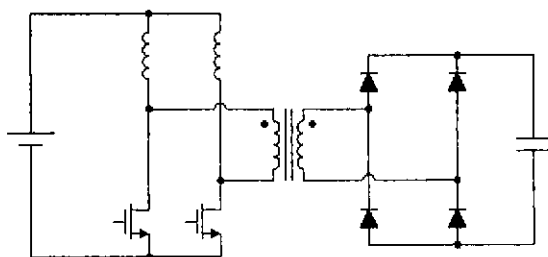


그림 1 듀얼 컨버터(Dual converter)의 회로도  
Fig. 1 Circuit diagram of dual converter

## 2. 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터

### 2.1 회로 동작

위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화는 각 모듈의 출력 측 필터에 가해지는 전압 파형이 연속되는 구형파의 형태를 가지고 있다는 사실을 바탕으로 구현된다. 각 모듈이 동상으로 동작하는 경우 각 모듈의 출력 필터에 가해지는 구형파는 완전히 동일하지만 어떤 위상 차이를 두고 동작하는 경우 각 전압 파형의 차를 구하면 위상 차에 비례하는 폭을 갖는 또 다른 구형파가 생성된다. 이를 정류하여 LC필터에 통과시키면 최종적으로 위상 차에 비례하는 직류 전압이 얻어지게 되어 전체 출력 전압을 규제할 수 있다. 다음 그림 2는 그림 1의 듀얼 컨버터를 기본 모듈로 하여 구현된 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화를 구현한 회로도이며 각 부분의 주요한 정상상태 동작 파형은 그림 3에 나타내었다. 단, 그림 2에서 각 모듈은 완전히 동일하여 변압기의 주 권선비는  $N$ 으로 서로 같지만 보조 권선비는 각각  $n$ 과  $n'$ 으로 서로 다를 수 있다고 가정한다.

### 2.2 $n=n'$ 인 경우의 정상상태 해석

그림 2에서 각 모듈의 보조 권선으로 이루어지는 중간 모듈의 LC필터에 가해지는 전압은 회로 절점 A와 B사이의 전압  $V_{AB}$ 를 정류한  $|V_{AB}|$ 가 된다. 각 모듈의 주 변압기 2차측 권선에서 발생하는 전압을 각각  $V_{T1,sec}$ ,  $V_{T2,sec}$ 라고 하면  $|V_{AB}|=|V_{T1,sec}-V_{T2,sec}|$ 로 표현될 수 있으며 최종적으로 얻어지는  $V_{oc}$ 는  $|V_{AB}|$ 를 평균화 한 값이 된다.  $V_{oc}$ 의 정상상태 값을 구하기 위해서 각 모듈간의 위상차  $\phi$ 의 크기에 따라 몇 가지의 경우로 나누어 다음과 같이 동작을 해석한다.

먼저 그림 3에 나타난 바와 같이 위상차  $\phi$ 가  $1-D$ 보다 작은 값인 경우  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 는 같은 시간 축에서 항상 같은 부호로 나타나거나 어느 한 쪽이 0일 때 다른 쪽은 0이 아닌 형태로 나타나게 된다. 이 경우  $|V_{AB}|$ 의 파형은 전체 시스템의 한 스위칭 주기 내에 4개의 구형파가 존재하는 형태로 나타나게 되는데 각 펄스의 폭은 위상차  $\phi$ 와 동일하게 되어  $|V_{AB}|$ 를 평활한 전압  $V_{oc}$ 는  $\phi$ 에 비례하는 전압이 된다.

위상차  $\phi$ 가 더 증가하여  $D-0.5$ 가 되면  $V_{T1,sec}$ 의 음의 값을 갖는 펄스의 상승 모서리와  $V_{T2,sec}$ 의 양의 값을 갖는 펄스의 하강 모서리가 서로 만나게 되며  $\phi$ 가  $D-0.5$ 보다 더 커지면  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 가 서로 다른 부호로 나타나는 구간이 생기게 된다.

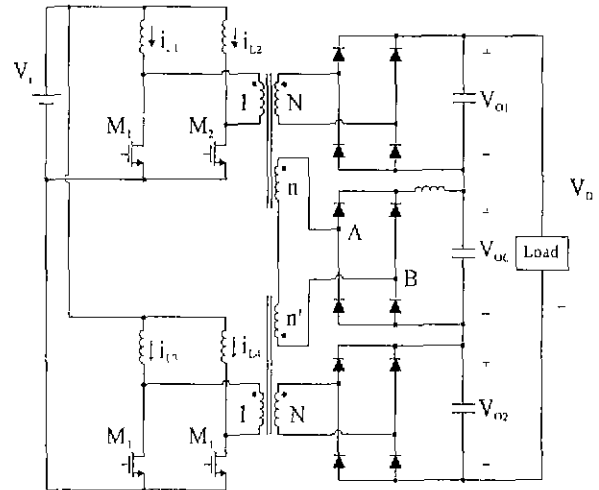


그림 2 제안된 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터의 회로도

Fig. 2 Circuit diagram of proposed phase shift PWM parallel-input/series-output modularized dual converter

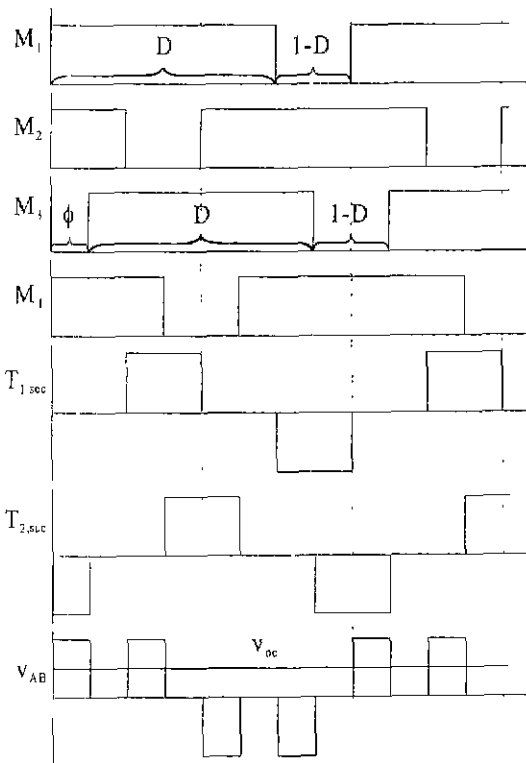


그림 3 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터의 주요 동작 파형

Fig. 3 Key waveforms of phase shift PWM parallel-input/series-output modularized dual converter

이렇게  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 가 서로 다른 부호로 나타나는 구간에서  $V_{AB}$ 는  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 의 크기의 합으로 나타나게 되어 그 파형의 첨두치는 증가하지만 최종적으로  $|V_{AB}|$ 를 평균하여 얻어지는  $V_{oc}$ 는  $|V_{AB}|$

의 파형의 넓이에 해당하는 값이므로 중간 모듈의 출력 전압  $V_{oc}$  값에 대한 더 이상의 증가는 없다. 하지만  $D$  값의 크기에 따라  $\phi$  는  $D-0.5$ 보다 크지만  $D$ 가 0.75보다 작아  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 가 같은 부호로 나타나는 구간이 존재하는 경우  $\phi$ 가 증가함에 따라  $V_{oc}$ 는 계속 증가한다. 이 증가는  $\phi$ 가  $1-D$ 에 이르러  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 가 같은 부호로 만나 서로 상쇄되는 구간이 사라질 때까지 계속된다.

요약하면,  $n=n'$ 인 경우  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 의 전압이 서로 다른 부호로 나타나는 구간은 파형의 겹침으로 인한 평균 전압의 크기 증가가 없기 때문에 중간 모듈의 출력 전압  $V_{oc}$ 의 크기 변화에 영향을 주지 않는다. 다만  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 의 전압이 같은 부호로 만나는 경우에만 서로 상쇄되는 양의 변화에 의해서  $V_{oc}$ 값이 결정된다. 최종적으로 얻어지는 중간 모듈의 출력 전압의 정상상태 크기 다음 식 (1)과 같이 요약된다.

$$V_{oc} = 2 \frac{n}{N} (V_{O1} + V_{O2}) \min\{\phi, 1-D\} \quad (1)$$

### 2.3 $n \neq n'$ 인 경우의 정상상태 해석

이 경우에도 앞 절에서와 마찬가지로  $V_{oc}$ 는  $V_{T1,sec}$ 와  $V_{T2,sec}$ 가 동부호로 만나 상쇄되는 양에 의해서 결정되며 서로 다른 부호로 만나 보강되는 양은  $V_{oc}$ 의 변화에 영향을 미치지 않는다는 사실은 달라지지 않기 때문에 식 (1)에 사용된 최소값 연산자가 나타난다. 그러나  $n \neq n'$ 인 경우 두 보조 권선비의 차로 인한 전압이  $V_{AB}$ 의 파형에 항상 더해져서 나타나기 때문에 식 (1)에 비해  $\phi$ 에 무관하면서  $D$ 의 함수로 나타나는 어떤 상수 값이 더해져 나타난다. 이를 계산하면 다음 식 (2)와 같이  $n \neq n'$ 인 경우의 정상상태 방정식이 구해진다.

$$V_{oc} = 4 \frac{\min\{nV_{O1}, n'V_{O2}\}}{N} \min\{\phi, 1-D\} + 2(1-D) \frac{|n'V_{O2} - nV_{O1}|}{N} \quad (2)$$

### 2.4 안정도 해석

2개 이상의 모듈로 구성되어 전력을 분산시켜 처리하는 전원 회로에서 빼놓을 수 없는 사항은 각 모듈이 고르게 전력을 분담하여 동작하는지 여부에 대한 고려이다<sup>[4]</sup>. 어떤 이유로 각 모듈간의 전력 분배의 평형이 깨어진 경우에 다시 평형상태로 회복되지 못하고 그 상태가 발산하면서 전력이 한 쪽으로 쏠리는 시스템의 경우는 반드시 전류 제어를 행하여 고른 전력의 분산이 보장되도록 시스템을 구성해야 한다. 본 논문에서 제안하는 위상전이 직렬

입력/병렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터는 전력 불균형이 발생한 경우 스스로 균형을 잡는 방향으로 상태 회복이 이루어진다.

그림 2의 회로에서 어떤 이유로 한 쪽 모듈의 출력 전압의 크기가 증가하였다고 가정하자. 이를 회복하는 기작은 크게 두 가지로 구분된다. 두 기작 중 즉시적인 기작은 출력전압의 증가로 인해 부하 전류가 증가하고 증가된 부하 전류는 시스템 출력 캐패시터들의 방전량을 증가시켜 증가한 전체적 출력 전압을 회복하도록 하는 기작이다. 이 기작은 정상적으로 동작하던 모듈에도 영향을 미치지 때문에 전체적으로 다소 진동적인 응답을 보이게 한다.

이보다 느리게 작용하는 두 번째 기작은 1차측의 전류 크기가 조절되어 전압 회복이 이루어지는 기작이다. 듀얼 컨버터의 전력 전달 모드, 즉 하나의 스위치만 도통하는 구간에서의 1차측 부스트 인덕터에 걸리는 전압은 입력 전압과 변압기 1차측에서 본 출력 전압의 차와 같다. 이 전압은 부스트 인덕터의 방전량을 결정하는데 증가된 출력 전압으로 인해 부스트 인덕터의 방전량이 증가하는 반면 충전량은 고정된 동작 시비율에 의해 일정하므로 결국 부스트 인덕터의 평균전류가 줄어들게 되어 출력 전압이 증가한 모듈의 2차측 캐패시터 충전량이 줄어들게 되어 전압을 회복시키게 된다.

유사한 과정을 적용하여 부스트 인덕터의 전류 불균형이 발생한 경우에 대해서도 그 불균형이 발산하지 않고 결국 회복되는 쪽으로 시스템 상태가 이동하게 된다는 결론을 내릴 수 있다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 각 모듈의 기생 임피던스의 차이로 인한 약간의 전력 불균형은 피할 수 없지만 이를 감안한 고른 전력의 분포로 정의되는 평형 상태는 안정하여 평형 상태에서 벗어난 경우에도 다시 평형 상태를 회복하게 되는 성질을 가진다. 이 성질은 각 모듈에 대한 적극적인 전류제어를 하지 않고 소자의 보호를 위한 기본적인 전류 제한만을 적용한 개루프 구동이 가능한 사실의 근거가 된다.

## 3. 컴퓨터 모의 실험

PSpice를 이용한 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터 모의 실험은 동작 주파수 20kHz에서 행해졌으며 각 회로 소자 값 및 동작 조건은 다음 표 1과 같다.

그림 4는 각 모듈간의 위상차  $\phi=0.1$ 일 때의 주요 동작 파형이며 그림 5는  $\phi=0.4$ 일 때의 주요 동작 파형이다. 그림 6은 위쪽 모듈1이 동작하고 있던 중에 아래쪽 모듈2가 초기 조건 0으로 기동하여 정상상태에 이르는 파형으로 초기 조건이 다른 경우에도 최종적으로 전력이 고루 분배되는 안정된

평형상태에 이르게 됨을 확인할 수 있다.

#### 4. 결론 및 추후과제

기존의 병렬입력/직렬출력 모듈화 방법을 수정한 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화 방법을 제안하여 이를 듀얼 컨버터에 적용한 위상전이 병렬입력/

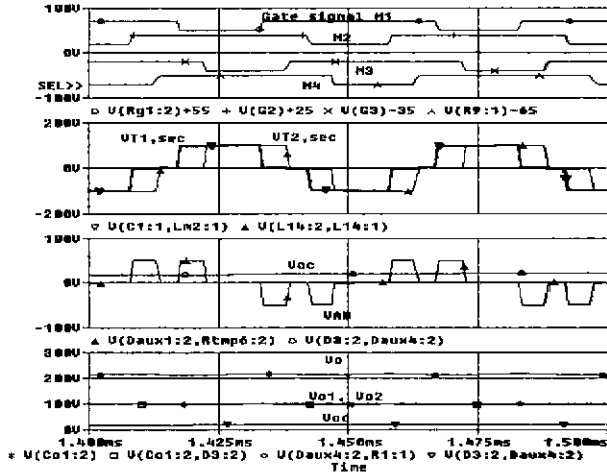


그림 4  $\phi=0.1$ 일 때 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터의 컴퓨터 모의 실험 파형  
Fig. 4 Operational waveforms of phase shift PWM parallel-input/series-output dual converter with  $\phi=0.1$

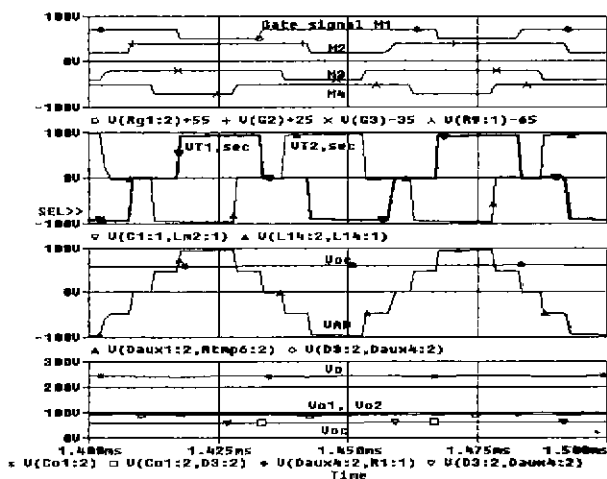


그림 5  $\phi=0.4$ 일 때 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터의 컴퓨터 모의 실험 파형  
Fig. 5 Operational waveforms of phase shift PWM parallel-input/series-output dual converter with  $\phi=0.4$

직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터를 제안하였다. 제안된 시스템은 각 모듈이 고정된 주파수 및 동작 시비율로 동작하며 각 모듈간의 위상차로 출력 전압을 규제한다. 제안된 시스템은 별도의 부가 장치

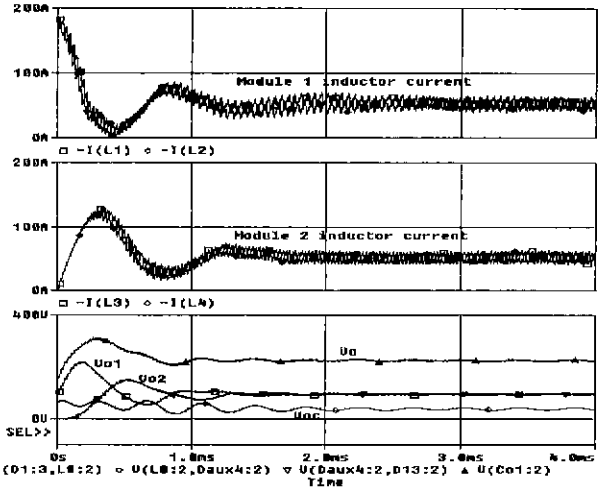


그림 6 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화된 듀얼 컨버터의 전력 분배 모의 실험

Fig. 6 Power distribution waveforms of phase shift PWM parallel-input/series-output dual converter

없이 고른 전력의 분배가 이루어지기 때문에 각 모듈은 최소한의 전류 제한만을 적용한 채로 개루프 동작이 가능하여 비용 절감에 유리하다. 제안된 시스템의 동작 및 전력 분배 특성을 PSpice를 이용한 컴퓨터 모의 실험을 통해 확인하였다. 시스템의 동특성 해석을 위한 수학적 근거 및 실제 실험 결과의 제시를 추후 과제로 남긴다.

N	1.4	$R_o$	$11.52\Omega$
n	0.7	$V_i$	24V
$L_1, L_2, L_3, L_4$	40 $\mu$ F	$V_o$	240V
$C_{o1}, C_{o2}, C_{oc}$	50 $\mu$ F	D	0.7

표 1. 컴퓨터 모의 실험을 위한 회로값 및 동작 조건

#### 참고 문헌

- [1] 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.
- [2] Wilson C. P. de Aragao Filho, Ivo Barbi, "A Comparison between Two Current-fed Push-pull DC-DC Converters - Analysis, Design and Experimentation," *INTELEC96*, pp. 313-320, 1996
- [3] 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.
- [4] W. A. Tabisz, M. M. Jovanovic, F. C. Lee, "Present and Future of Distributed Power Systems," *APEC92*, pp. 11-18, 1992