

Multi-Phase Series Capacitor Buck Converter with Phase Shedding for Wide Operating Range

Jung Heon Hyun*, Yoo-Seop Kim*, Yeong-Jun Choi**

*Student, Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea

**Professor, Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea

[Abstract]

The multi-phase Series Capacitor(SC) buck converter offers several advantages such as reducing voltage stress on switching devices, a high step-down conversion ratio, and inductor current balancing due to the series capacitor. However, as the number of phases increases, the operating range of conventional converters to perform inductor current balancing is proportionally reduced. In this paper, a multi-phase SC buck converter with an auxiliary switch is proposed to enable phase shedding. The proposed converter achieves a wider operating range than conventional converters while achieving inductor current balancing and linear voltage gain through phase shedding. The effectiveness of the proposed converter is verified by PLECS simulations.

▶ **Key words:** Series Capacitor(SC) buck converter, high step-down conversion ratio, multi-phase converter, current balancing, phase shedding

[요 약]

다상 Series Capacitor(SC) buck 컨버터는 직렬 커패시터에 의해 낮은 스위치 전압 스트레스, 높은 강압비 및 인덕터 전류 평형 등의 장점을 가지고 있다. 하지만 위상 수가 증가함에 따라 인덕터 전류 평형을 유지하기 위한 기존 컨버터의 동작 범위는 위상 수에 비례하여 감소한다. 본 논문에서는 기존 컨버터에 보조 스위치를 추가하여 위상 수 가변이 가능한 다상 SC buck 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 위상 수 가변을 통해 인덕터 전류 평형과 선형 전압 이득을 유지하면서 기존 다상 SC buck 컨버터에 비해 더 넓은 동작 범위를 가진다. 제안된 컨버터의 성능은 PLECS 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

▶ **주제어:** 직렬 커패시터 벅 컨버터, 고 강압비, 다상 컨버터, 전류 평형, 위상 수 가변

-
- First Author: Jung Heon Hyun, Corresponding Author: Yeong-Jun Choi
 - *Jung Heon Hyun (am202315904@stu.jeju.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - *Yoo-Seop Kim (seopnew@stu.jeju.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - **Yeong-Jun Choi (yeongjun.choi@jeju.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - Received: 2025. 09. 23, Revised: 2025. 10. 27, Accepted: 2025. 10. 30.

I. Introduction

Interleaved Buck Converter(IBC)는 buck 컨버터를 병렬로 연결하는 형태로 간단한 구조 및 작은 출력전류 리플 특성을 가져 고전력 시스템에서 널리 사용되고 있다[1-3].

저전압 고전류 시스템에서 IBC는 낮은 Duty Cycle(D)과 높은 스위치 전압 스트레스로 인해 고주파 동작 시 높은 손실이 발생한다[4][5]. 또한 병렬로 연결된 buck 컨버터 간 기생성분 값의 차이로 인해 인덕터 전류 불평형이 발생하여 IBC는 buck 컨버터에 대해 개별 제어가 필요하다[6][7].

낮은 D 와 높은 스위치 전압 스트레스를 해결하기 위해 Series Capacitor(SC) buck 컨버터가 제안되었다[8]. SC buck 컨버터는 IBC에 직렬 커패시터를 삽입한 구조로, 높은 강압비, 낮은 스위치 전압 스트레스 및 각 상에 대한 별도의 전류 제어 없이 전류 평형을 달성할 수 있다[9][10]. 하지만 SC buck 컨버터는 D 가 특정 범위($0 < D \leq 1/2$)에서만 전류 평형이 유지되며 n-Phase(nP) SC buck 컨버터의 경우 D 의 범위 ($0 < D \leq 1/n$)는 n 에 비례하여 줄어든다. 따라서 다상 SC buck 컨버터가 신재생 에너지를 포함한 변동성 자원과 연결되면, 출력전압이 기준값에 추종하지 못하거나 전류 불평형 및 비선형적인 전압 이득이 발생한다[11][12].

제한된 D 범위를 해결하고자 SC buck 컨버터에 대한 연구가 진행되고 있다[13-15]. 각 상 스위치의 D 와 위상각을 개별적으로 제어하여, D 전 범위에서 전류 평형을 유지하는 비대칭 Pulse Width Modulation(PWM) 기법이 제안되었다[13][14]. 비대칭 PWM은 D 전 범위에서 전류 평형을 유지하여 전압 이득이 위상의 개수에 대해 반비례인 장점이 있지만, 제어 복잡성이 증가하고 특정 스위치에 높은 전류 스트레스가 발생하는 한계가 있다. 다른 연구로는 두 개의 SC buck 컨버터를 연결하여 D 전 범위에서 동작하는 4-Phase Floating Buck(4P-FB) 컨버터가 제안되었다[15]. 하지만 특정 D 구간에서 스위치 전류 스트레스가 증가하며, 전류분배가 되는 위상의 개수가 고정되어 확장성이 없다. 또한 전압 이득 특성이 비선형적으로 나타나는 한계가 있다.

본 논문에서는 기존의 다상 SC buck 컨버터에 스위치를 추가하여 위상 수 가변이 가능한 다상 SC buck 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 인덕터 전류 평형을 유지하며 최대 D 범위 확장을 통해 전압 이득 범위를 개선할 수 있다. 또한 기존 비대칭 PWM 기법에 비해 낮은 스위치 전류 스트레스를 가진다.

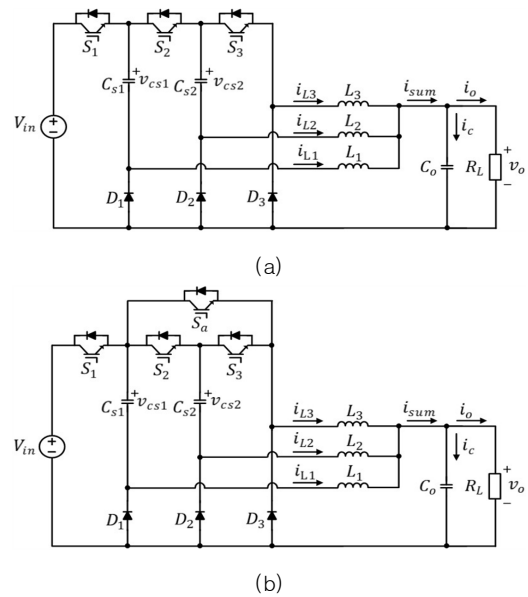


Fig. 1. Circuit diagram of 3P SC buck converter (a) Conventional circuit, (b) Proposed circuit

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 제안하는 SC buck 컨버터의 위상 수 가변 동작을 분석하고, III장에서는 전압 이득, 인덕터 전류 및 전압 전류 스트레스를 분석한다. IV장에서는 PLECS 시뮬레이션을 통해 전류 평형 및 전압 전류 스트레스를 검증하며, 마지막으로 V장에서는 결론을 제시한다.

II. Operation of the Proposed SC buck Converter Circuit

그림 1은 기존 3상 SC buck 컨버터와 제안하는 3상 SC buck 컨버터의 회로 다이어그램을 나타낸다. 그림 1(a)는 기존 회로이며, 그림 1(b)는 제안하는 회로를 나타낸다. 여기서 S_k 는 스위치, D_k 는 프리휠링다이오드, L_k 는 인덕터, $i_{L,k}$ 는 인덕터 전류이며 $k = 1, 2, 3$ 이다. 또한 $C_{s,j}$ 는 직렬 커패시터, $v_{cs,j}$ 는 직렬 커패시터 전압으로 $j = 1, 2$ 이다. V_{in} 은 입력전압, C_o 는 출력 커패시터, i_o 은 출력전류, R_L 은 부하 저항, v_o 은 출력전압을 의미한다. 제안하는 회로는 기존 회로에 C_{s1} 과 L_3 을 연결하는 보조 스위치 S_a 가 추가된다. 상이 늘어날 경우, 탈락시키는 상(k) 앞 선상($k-1$)의 직렬 커패시터($C_{s(k-1)}$)와 마지막 상(N)의 인덕터(L_N)를 연결하는 보조 스위치를 추가하여 위상 수 가변이 가능하다. 일반적인 IBC와 동일하게 스위치는 동작하는 상의 개수(N)에 따라 T_s/N 만큼 위상 천이하여 동작한다. T_s 는 스위칭 주기이다.

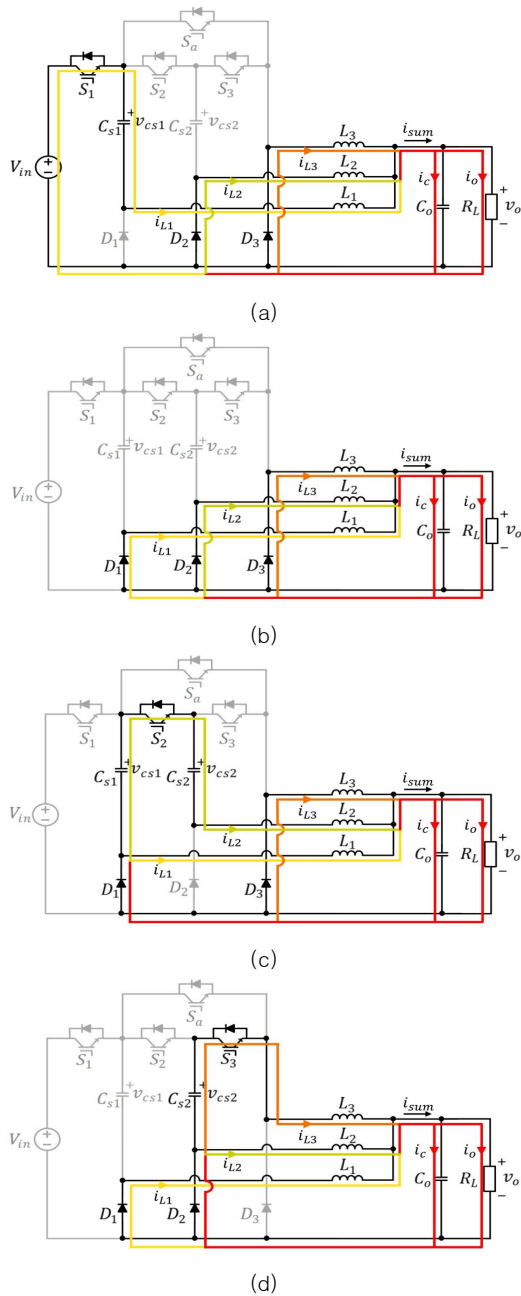


Fig. 2. Circuit diagram of three-phase operation
(a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3, (d) Mode 4

1. 3-Phase operation

그림 2는 제안하는 SC buck 컨버터의 스위칭 상태에 따른 3상 동작을 나타내며, 그림 3은 이에 따른 주요 파형이다. S_a 는 3상 동작 동안 턴 오프 상태를 유지한다. 기존의 3상 SC buck 컨버터와 동일한 인덕터 전류 방정식과 커패시터 전압 방정식이 적용되며, 이는 식(1)-(6)과 같이 나타낸다[16].

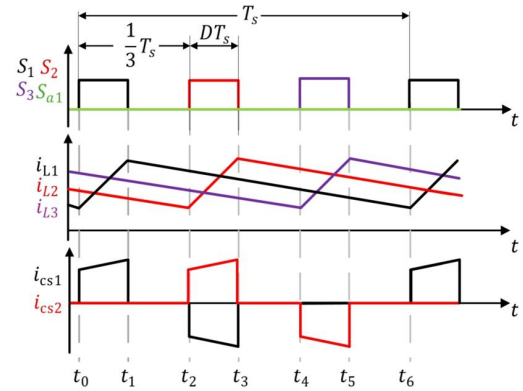


Fig. 3. Key waveforms of three-phase operation

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = DV_{in} - Dv_{cs1} - v_o \quad (1)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = Dv_{cs1} - Dv_{cs2} - v_o \quad (2)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = Dv_{cs2} - v_o \quad (3)$$

$$C_1 \frac{dv_{cs1}}{dt} = Di_{L1} - Di_{L2} \quad (4)$$

$$C_2 \frac{dv_{cs2}}{dt} = Di_{L2} - Di_{L3} \quad (5)$$

$$C_o \frac{dv_c}{dt} = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} - i_o \quad (6)$$

1.1 Mode 1 [t_0-t_1]

그림 2(a)는 S_1, D_2, D_3 이 턴 온되고, S_2, S_3, D_1 이 턴 오프된 동작을 나타낸다. 입력 DC 전원으로부터 C_{s1} 및 L_1 이 충전되며, 이때 i_{L1} 은 S_1 을 통해 흐른다. L_2 와 L_3 이 방전되며, i_{L2} 와 i_{L3} 는 각각 D_2 와 D_3 을 통해 흐른다.

1.2 Mode 2 [$t_1-t_2, t_3-t_4, t_5-t_6$]

그림 2(b)는 D_1, D_3, D_2 가 턴 온되고, S_1, S_2, S_3 이 턴 오프된 동작을 나타낸다. L_1, L_2 및 L_3 가 방전되며, i_{L1}, i_{L2} 및 i_{L3} 는 각각 D_1, D_2 및 D_3 을 통해 흐른다.

1.3 Mode 3 [t_2-t_3]

그림 2(c)는 S_2, D_1, D_3 가 턴 온되고, S_1, S_3, D_2 가 턴 오프된 동작을 나타낸다. Mode 1에서 충전된 C_{s1} 이 방전함에 따라 L_2 와 C_{s2} 가 충전되며, 이때 i_{L2} 는 S_2 을 통해 흐른다. L_1 과 L_3 가 방전되며, i_{L1} 과 i_{L3} 는 각각 D_1 과 D_3 을 통해 흐른다.

1.4 Mode 4 [t_4-t_5]

그림 2(d)는 S_3, D_1, D_2 가 턴 온되고, S_1, S_2, D_3 가 턴 오프된 동작을 나타낸다. Mode 3에서 충전된 C_{s2} 가 방전함에 따라 L_3 가 충전되며, 이때 i_{L3} 는 S_3 을 통해 흐른다. L_1 과

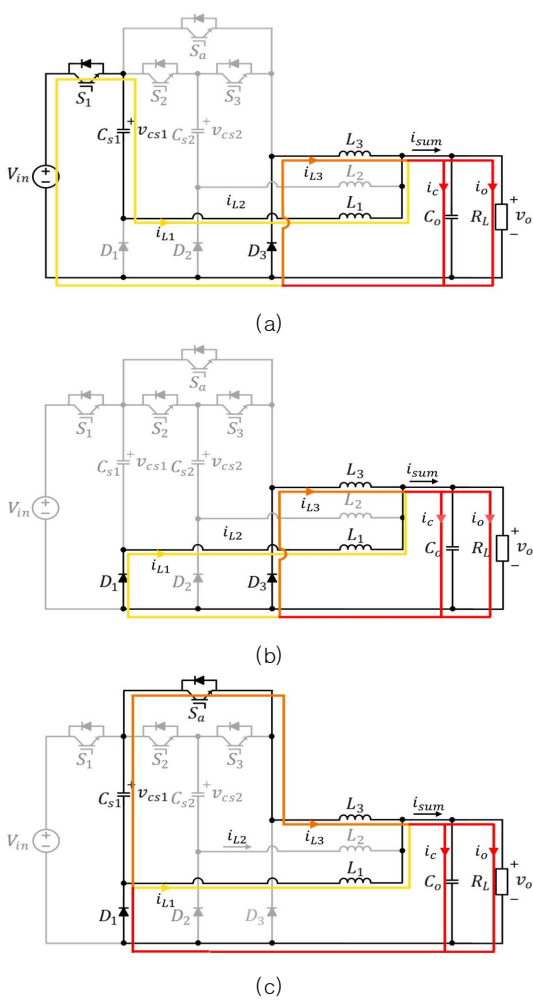


Fig. 4. Circuit diagram of two-phase operation
(a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3

L_2 는 방전되며, i_{L1} 과 i_{L2} 는 각각 D_1 과 D_2 을 통해 흐른다.

2. 2-Phase operation

그림 4는 제안하는 SC buck 컨버터의 스위칭 상태에 따른 2상 동작을 나타낸다. 그림 5는 이에 따른 주요 파형이다. s_2 와 s_3 는 2상 동작 동안 턴 오프되며, s_a 가 기존 스위치 동작을 대체한다. 기존의 2상 SC buck 컨버터와 동일한 인덕터 전류 방정식과 커패시터 전압 방정식이 적용되며, 이는 식(7)-(11)과 같이 나타낸다[9].

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = DV_{in} - Dv_{cs1} - v_o \quad (7)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = Dv_{cs1} - v_o \quad (8)$$

$$C_1 \frac{dv_{cs1}}{dt} = Di_{L1} - Di_{L3} \quad (9)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = C_2 \frac{dv_{cs2}}{dt} = 0 \quad (10)$$

$$C_o \frac{dv_c}{dt} = i_{L1} + i_{L3} - i_o \quad (11)$$

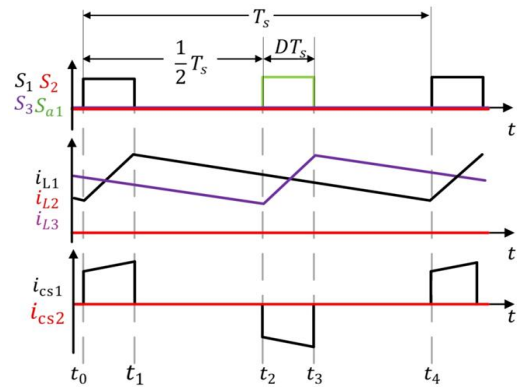


Fig. 5. Key waveforms of two-phase operation

2.1 Mode 1 [t_0-t_1]

그림 4(a)는 S_1 과 D_3 가 턴 온되고, S_a 와 D_1 이 턴 오프된 동작을 나타낸다. 입력 DC 전원에서부터 C_{s1} 및 L_1 이 충전되며, 이때 i_{L1} 은 S_1 을 통해 흐른다. L_3 가 방전되며, i_{L3} 는 D_3 을 통해 흐른다.

2.2 Mode 2 [t_1-t_2, t_3-t_4]

그림 4(b)는 D_1 과 D_3 가 턴 온되고, S_1 과 S_a 가 턴 오프된 동작을 나타낸다. L_1 과 L_3 가 방전되며, i_{L1} 과 i_{L3} 는 각각 D_1 과 D_3 을 통해 흐른다.

2.3 Mode 3 [t_2-t_3]

그림 4(c)는 S_a 와 D_1 이 턴 온되고, S_1 과 D_3 가 턴 오프된 동작을 나타낸다. Mode 1에서 충전된 C_{s1} 이 방전함에 따라 L_3 가 충전되며, 이때 i_{L3} 는 S_a 를 통해 흐른다. L_1 이 방전되며, i_{L1} 는 D_1 을 통해 흐른다.

III. Characteristic Analysis of the Proposed Circuit

1. Voltage gain

직렬 커패시터 전압을 구하기 위해 식 (1)-(3)과 식(7), (8)에 인덕터 voltage second balance를 적용하여 V_{csk} 에 대해 정리하면 식 (12)와 같다.

$$V_{cs,k} = \frac{k}{N} V_{in} \quad (k = 1, 2 \dots (N-1)) \quad (12)$$

여기서 k 는 직렬 커패시터가 위치한 위상이며, N 은 동작 위상의 개수이다.

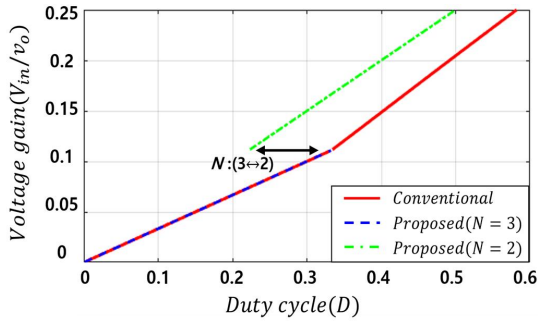


Fig. 7. Voltage gain of the proposed and conventional converter

그림 4(c)에서 $V_{cs2} < V_{cs1}$ 인 경우, S_3 의 역병렬 다이오드를 통해 C_{s2} 가 충전된다. V_{cs2} 가 증가하여 $V_{cs1} - v_o$ 와 같아지면 역병렬 다이오드가 턴 오프된다. 따라서 동작하지 않는 상의 커패시터 전압은 식 (13)과 같다.

$$V_{cs2} = V_{cs1} - v_o \quad (13)$$

식 (12)를 식 (1)-(3)과 식 (7), (8)에 대입하고 인덕터 voltage second balance 적용하면, 전압 이득은 식 (14)와 같이 나타난다.

$$\frac{v_o}{V_{in}} = \frac{D}{N} \quad (14)$$

여기서 N 은 동작 위상의 개수이다.

기존 3상 SC buck 컨버터의 D 에 따른 특성은 표 1과 같다[16]. 그림 7은 식 (14)와 표 1에 따른 전압 이득을 나타낸다. 전압 이득은 D 가 1/3인 지점($v_o/V_{in} = 1/9$)까지 두 회로가 동일하며, 1/3 이상인 지점부터 기존의 회로는 비선형이 되지만, 제안한 회로는 상을 전환하여 D 가 0.5인 지점($v_o/V_{in} = 1/4$)까지 선형인 전압 이득을 가진다.

2. Current Balancing

식 (4)-(6)과 식 (9)-(11)에 커패시터 Charge balance를 적용하여 인덕터 평균 전류에 대해 정리하면 i_{Lk} 는 식 (15)와 같다.

$$i_{Lk} = \frac{i_o}{N} \quad (k = 1, 2, \dots, N-1, N_{\max}) \quad (15)$$

여기서 N 은 동작 위상의 개수, N_{\max} 는 최대 위상이다. 동작하지 않는 위상의 인덕터 평균 전류는 0이 된다.

그림 8은 기존 3상 SC buck 컨버터와 제안하는 SC buck 컨버터의 전압 이득에 따른 인덕터 전류를 나타낸다. 기존 회로와 제안하는 회로는 전압 이득이 1/9까지 동일한 전류분배를 가진다. 1/9를 초과하는 경우 기존의 회로는 그림 8의 점선과 같이 전류 불평형이 된다. 제안하는 회로는 2상으로 동작하여 파란색 실선인 i_{L2} 는 0이 되고, i_{L1} 과 i_{L3} 는 $i_o/2$ 이 되어 전류 평형을 이룬다.

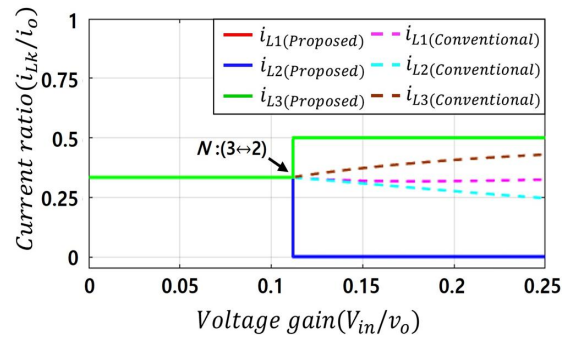


Fig. 8. Current ratio of the proposed and conventional converter

Table 1. Characteristics of the Conventional 3P SC buck converter

Duty cycle	$0 < D \leq \frac{1}{3}$	$\frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3}$	$\frac{2}{3} < D \leq 1$
V_{cs1}	$2V_{in}/3$	$\frac{9D^2+1}{(18D^2+1)} V_{in}$	$(1-D^2)V_{in}$
V_{cs2}	$V_{in}/3$	$\frac{9D^2-3D+1}{(18D^2+1)} V_{in}$	$(1-D)V_{in}$
i_{L1}	$I_o/3$	$\frac{9D^3-3D+1}{(18D^2+1)} I_o$	$(1-D^2)I_o$
i_{L2}	$I_o/3$	$3DI_o/(18D^2+1)$	$(D-D^2)I_o$
i_{L3}	$I_o/3$	$9D^3I_o/(18D^2+1)$	D^2I_o
Voltage gain	$D/3$	$\frac{9D^3}{(18D^2+1)}$	D^3
Current balancing	0	X	X

3. Voltage and Current Stress

전압 이득에 따른 기존 3상 SC buck 컨버터와 제안한 3상 SC buck 컨버터의 스위치와 다이오드 전압-전류 스트레스는 표 2와 같다. 전압 이득이 1/9 이하에서는 스위치의 전압 스트레스와 전류 스트레스가 동일하다.

전압 이득이 1/9 이상일 때, 기존 회로의 스위치 전압 스트레스는 표 1의 직렬 커패시터 전압에 의해 결정되며, D 에 따라 변동된다. 반면 제안하는 회로는 보조 스위치를 통해 2상 동작을 하여 2상 SC buck 컨버터의 스위치 전압 스트레스와 동일하다. 기존 회로의 스위치 전류 스트레스는 S_j 와 S_{j+1} 이 동시에 턴 온 되는 영역에서 상단 스위치 S_j 에 $i_j + i_{j+1}$ 만큼 전류가 흐른다. 여기서 j 는 1, 2이다. 반면 제안하는 회로는 2상 SC buck 컨버터와 동일한 전류가 흘러 전류 정격이 낮은 소자를 사용할 수 있다.

Table 2. Characteristics of the proposed SC buck converter and conventional SC buck converter

Voltage Gain range	$0 < \frac{v_o}{V_{in}} \leq \frac{1}{9}$		$\frac{1}{9} < \frac{v_o}{V_{in}} \leq \frac{1}{4}$	
			Proposed	Conventional
Voltage stress	S_1, D_1	$V_{in}/3$	$V_{in}/2$	$V_{in} - V_{cs1}$
	S_2, D_2	$2V_{in}/3, V_{in}/3$	$V_{in}/2, DV_{in}/4$	$V_{in} - V_{cs2}$
	S_3, D_3	$2V_{in}/3, V_{in}/3$	$V_{in}/2, V_{in}/2$	V_{in}, V_{cs1}
	S_a	V_{in}	V_{in}	-
Current stress	S_1, D_1	$I_o/3, 2I_o/3$	$I_o/2, I_o$	$i_{L1} + i_{L2}$
	S_2, D_2	$I_o/3, 2I_o/3$	-	$i_{L2} + i_{L3}$
	S_3, D_3	$I_o/3$	$I_o/2$	i_{L3}
	S_a	-	$I_o/2$	-
Voltage gain	$D/3$	$D/2$	$\frac{9D^3}{(18D^2+1)}$	
Current balancing	0	0	X	

Table 3. Simulation Parameters

Parameter	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	750-400V
Output voltage	v_o	40V
Power	P_o	1kW
Switching frequency	f_s	50kHz
Inductor	$L_n (n = 1, 2, 3, 4)$	0.6mH
Series capacitor	$C_{sk} (k = 1, 2, 3)$	10uF

IV. Simulation Results

본 장에서는 제안한 다상 SC buck 컨버터의 동작 위상에 따른 효율 특성을 검증하기 위해 4상 SC buck 컨버터를 구성하였다. 컨버터의 시뮬레이션 파라미터는 표 3과 같다. 효율을 분석하기 위해 IGBT와 다이오드의 스위치 모델은 각각 Infineon사의 IKW40N120H3 및 IDWD40E120D7 데이터시트를 기반으로 PLECS 시뮬레이션에 적용하였다.

그림 9는 입력전압과 동작하는 위상의 개수에 따른 인덕터 전류를 나타낸다. 그림 9(a)는 입력전압이 750V 및 4상 동작에 대해 나타내며 각 상의 인덕터 전류는 평형을 이룬다. 그림 9(b)는 그림 9(a)의 조건에서 입력전압이 500V인 경우이다. i_{L4} 가 다른 위상의 전류에 비해 상승하여 인덕터 전류는 불평형이 된다. 그림 9(c)는 그림 9(b)의 조건에서 동작 위상을 4상에서 3상으로 가변하여 i_{L3} 은 0이 되고 다른 상의 전류는 평형을 이룬다. 따라서 입력전압 강압 시, 위상 수 가변을 통해 3상 불평형 전류를 3상 평형전류로 전환할 수 있다.

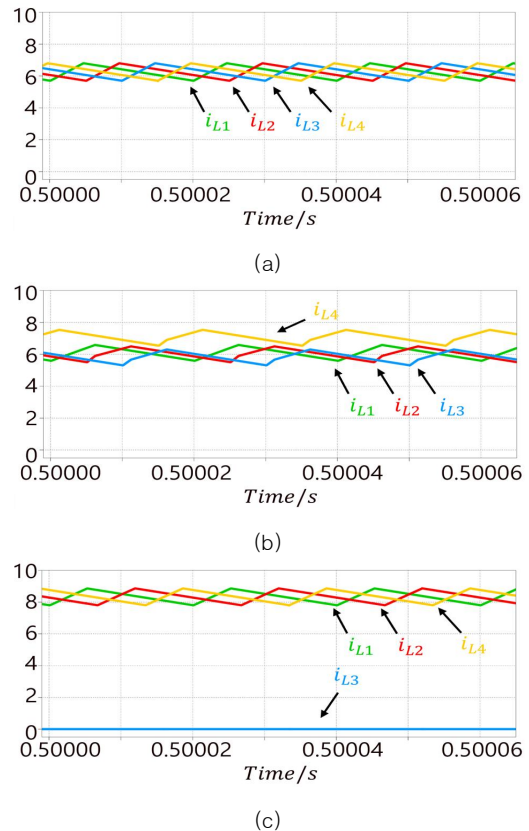
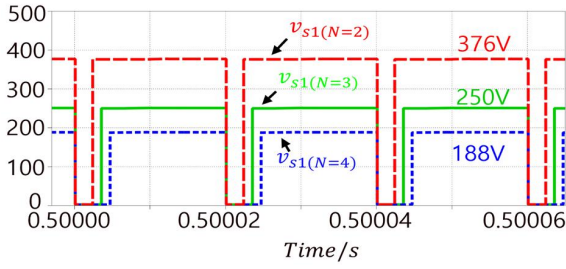


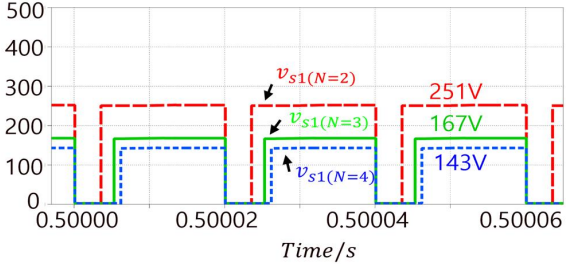
Fig. 9. Simulation waveforms of the inductor currents (a) At $V_{in}=750V, N=4$, (b) At $V_{in}=500V, N=4$, and (c) At $V_{in}=500V, N=3$

그림 10은 입력전압과 동작하는 위상에 따른 s_1 의 전압 스트레스를 나타낸다. 그림 10(a)는 입력전압이 750V에서 동작 위상이 4상, 3상 및 2상일 때 전압 스트레스이며, 그림 10(b)는 그림 10(a)의 조건에서 입력전압이 500V인 경우이다. 입력전압이 750V에서 3상 동작이 스위치에 인가되는 전압은 4상 동작과 약 62V 차이가 난다. 반면 입력전압이 500V에서 스위치에 인가되는 전압은 약 24V로 입력전압에 따라 스위치에 인가되는 전압의 차가 줄어든다. 2상 동작 시, 앞선 3상 동작과 마찬가지로 4상 동작과 약 126V에서 약 84V로 전압의 차가 줄어든다. 따라서 입력전압이 줄어들수록 동작 위상 간에 스위치 전압 스트레스의 차이가 줄어든다.

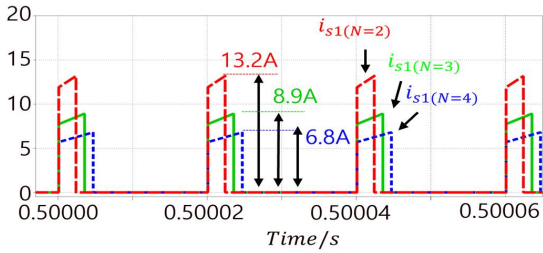
그림 11은 입력전압과 동작하는 위상에 따른 s_1 에 흐르는 전류를 나타낸다. 그림 11(a)는 입력전압이 750V에서 동작 위상이 4상, 3상 및 2상일 때 전류 스트레스이며, 그림 11(b)는 그림 11(a)의 조건에서 입력전압이 500V인 경우이다. 입력전압이 750V일 때, 위상 수가 가장 많은 4상 동작이 s_1 에 가장 작은 전류 스트레스를 가진다. 입력전압이 500V에서 3상 동작과 2상 동작은 각각 스위치에 $i_o/3$,



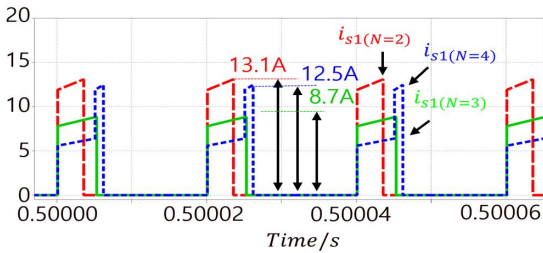
(a)



(b)

Fig. 10. Simulation waveforms of the voltage across switch S_1 (a) At $V_{in}=750V$ (b) At $V_{in}=500V$ 

(a)



(b)

Fig. 11. Simulation waveforms of the current flowing through switch S_1 (a) At $V_{in}=750V$ (b) At $V_{in}=500V$

Table 4. Efficiency of the proposed 4P SC buck converter

		Efficiency [%]		
		N = 4	N = 3	N = 2
Input Voltage	750V	91.28	89.64	86.58
	700V	91.53	90	87.17
	650V	89.15	90.36	87.68
	600V	89.56	90.71	88.23
	550V	89.98	91.04	88.78
	500V	90.39	91.37	89.31
	450V	90.77	91.69	89.84
	400V	91.12	91.98	90.36

Table 5. Comparison of SC buck converter

	Proposed	[14]	[15]
Maximum switch current stress	8.7A	16.7A	7.2A
Voltage gain	$D/(N-1)$	D/N	$D/(4-D)$
Inductor current balancing method	Built-in hardware	Control algorithm	Control algorithm + Built-in hardware
Scalability of phases with current sharing	0	0	X

$i_o/2$ 의 전류가 흐르며, 4상 동작은 s_1 과 s_2 가 동시에 켜지는 영역으로 인해 s_1 에 흐르는 전류 최댓값은 3상에 비해 4상이 약 3.5A 더 높다. 또한 4상 동작에서 입력전압이 감소할수록 i_{L1} , i_{L2} 및 i_{L3} 가 줄어들게 되어 s_1 에 인가되는 전류($i_{L1}+i_{L2}$)는 $i_o/2$ 보다 작아진다. 따라서 4상 동작이 2상 동작보다 스위치 전류 스트레스가 낮다.

표 4는 동작 위상 수와 입력전압에 따른 효율을 나타낸다. 입력전압이 750~700V인 경우, 전류 평형이 유지되는 4상 동작이 최대 약 91.3%로 가장 높은 효율을 가진다. 입력전압 650V에서 4상 동작은 전류 불평형이 되어 3상 동작이 약 1.2% 더 높은 효율을 가지며, 입력전압이 낮아질수록 효율이 증가하여 최대 약 92%로 가장 높은 효율을 보인다. 하지만 4상 동작 또한 효율이 증가하여 동작 위상에 따른 효율 차이가 감소한다. 2상 동작은 4상 동작에 비해 스위치 전압 스트레스와 전류 스트레스가 크므로 4상 동작이 더 높은 효율을 가진다.

표 5는 제안한 회로와 [14], [15]에서 제안된 방법에 대해 입력전압 500V, 출력전압 40V에서 최대 스위치 전류 스트레스, 전압 이득, 인덕터 전류 평형 방법 및 전류분배가 되는 위상의 확장성을 비교하여 나타낸다. [14]는 최대 스위치 전류 스트레스가 제안한 회로보다 약 1.9배 높으며, 인덕터 전류 평형을 위해 제어 복잡성이 증가한다. [15]에서 전류 스트레스는 제안한 회로보다 작지만, 위상이 4상으로 고정되어 확장성이 떨어지고 전압 이득이 비선형성을 가진다.

V. Conclusions

본 논문에서는 위상 수 가변을 통해 넓은 동작 범위를 가지는 다상 SC buck 컨버터를 제안하였다. 저전압 고전류 시스템에 사용되는 기존 다상 SC buck 컨버터는 신재생에너지와 같이 입력전압이 감소하면 출력전압이 전압 이득 범위를 벗어나 인덕터 전류 불평형이 발생한다. 하지

만 제안하는 다상 SC buck 컨버터는 위상 수 가변을 통해 전압 이득을 확장하고, 인덕터 전류 평형을 유지한다. 또한 위상이 증가할수록 기존 회로와 제안한 회로의 전압 스트레스 차이가 감소하여 효율이 향상된다. PLECS 시뮬레이션을 통해 제안된 다상 SC buck 컨버터가 기존 회로의 전압 이득 범위를 벗어나는 조건에서도 위상 수 가변을 통해 전류 평형을 유지하며, 기존 회로 대비하여 최대 1.21% 효율이 향상하였다.

향후 본 논문에서 제안한 회로의 유효성 검증 및 학술적 가치 증대를 위하여 실험 검증을 수행할 예정이며, 과도 상태를 최소화할 수 있는 기법을 연구하도록 할 것이다.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea government(MSIT) (RS-2024-00405278).

REFERENCES

- [1] H. -C. Chen, C. -Y. Lu and L. -M. Huang, "Decoupled Current-Balancing Control With Single-Sensor Sampling-Current Strategy For Two-Phase Interleaved Boost-Type Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1507-1518, Mar. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2015.2498135.
- [2] Y. -S. Roh, Y. -J. Moon, J. Park, M. -G. Jeong and C. Yoo, "A Multiphase Synchronous Buck Converter With a Fully Integrated Current Balancing Scheme," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 5159-5169, Sep. 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2368130.
- [3] A. Garg and M. Das, "High Efficiency Three Phase Interleaved Buck Converter for Fast Charging of EV," 2021 1st International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE), Bhubaneswar, India, Feb. 2021, pp. 1-5. DOI: 10.1109/ICPEE.50452.2021.9358486.
- [4] M. Esteki, B. Poorali, E. Adib and H. Farzanehfard, "Interleaved Buck Converter With Continuous Input Current, Extremely Low Output Current Ripple, Low Switching Losses, and Improved Step-Down Conversion Ratio," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4769-4776, Aug. 2015. DOI: 10.1109/TIE.2015.2397881.
- [5] C. -T. Pan, C. -F. Chuang and C. -C. Chu, "A Novel Transformerless Interleaved High Step-Down Conversion Ratio DC-DC Converter With Low Switch Voltage Stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5290-5299, Oct. 2014. DOI: 10.1109/TIE.2014.2301774.
- [6] X. Zhang, G. Zhang and S. S. Yu, "Review of Control Techniques for Interleaved Buck Converters: Control Strategies, Efficiency Optimization and Phase Shedding*" *Chin. J. Electr. Eng.*, vol. 11, no. 1, pp. 40-58, Mar. 2025. DOI: 10.23919/CJEE.2025.000108.
- [7] C. -J. Chen, Z. -Y. Zeng, C. -H. Cheng and F. -T. Lin, "Comprehensive Analysis and Design of Current-Balance Loop in Constant On-Time Controlled Multi-Phase Buck Converter," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 184752-184764, Oct. 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3029069
- [8] I. -O. Lee, S. -Y. Cho and G. -W. Moon, "Interleaved Buck Converter Having Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3664-3675, Aug. 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2185515
- [9] P. S. Shenoy et al., "Automatic current sharing mechanism in the series capacitor buck converter," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, Canada, Oct. 2015, pp. 2003-2009. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7309943
- [10] Suja A, Sivakumar S and Ramkumar P.S, "Modified interleaved buck converter implementation for higher step-down conversion ratio," 2015 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS), Coimbatore, India, Aug. 2015, pp. 1-4. DOI: 10.1109/ICIIECS.2015.7193055.
- [11] B. -R. Lin, J. -W. Chang. "Analysis and Verification of a Wide Input Voltage PWM Converter with Variable Windings." *Energies* 13, no. 7 (2019): 1634, Sep. 2025. DOI:10.3390/en13071634
- [12] L. Zhao, M. Sun, T. Xiang, S. Pan, W. Hu and F. Blaabjerg, "A Generalized Current Self-Sharing Strategy in Whole Operating Range for Series Capacitor Buck Converter," *IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron.*, vol. 11, no. 5, pp. 5078-5091, Oct. 2023. DOI: 10.1109/JESTPE.2023.3306467
- [13] D. -V. Bui, H. Cha and V. -C. Nguyen, "Asymmetrical PWM Series-Capacitor High-Conversion-Ratio DC-DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 8, pp. 8628-8633, Aug. 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3056659.
- [14] V. -C. Nguyen, H. Cha and D. -V. Bui, "Asymmetrical PWM Scheme to Widen the Operating Range of the Three-Phase Series-Capacitor Buck Converter," *IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron.*, vol. 10, no. 5, pp. 5987-5996, Oct. 2022. DOI: 10.1109/JESTPE.2022.3169336
- [15] A. N. Le, D. T. Nguyen, Q. D. Phan, P. H. Truong, M. D. Pham and C. V. Nguyen, "4-Phase Floating Buck Converter Based on Series Capacitor Structure," 2023 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE), pp. 108-113, Ho Chi

Minh, Vietnam, Aug. 2023. DOI: 10.1109/ICSSE58758.2023.10227149

- [16] Z. Chen, T. Xiang, Y. Wu, L. Zhao and X. Tang, "Current Sharing Strategy of Three-Phase Series Capacitor Buck Converter for Wide Output Voltage Range Application", IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron., vol. 11, no. 1, pp. 836-849, Feb. 2023. DOI: 10.1109/JESTPE.2022.3192540

Authors



Jung Heon Hyun received the B.S. degree from the Department of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea, in 2023. He is currently pursuing the M.S. degree in the Power Electronics

Laboratory at Jeju National University. His research interests include modeling and control of power conversion circuits, including DC/DC converters with low output current ripple.



Yoo-Seop Kim received the B.S. and M.S. degrees from the Department of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea, in 2022 and 2025, respectively. He is currently pursuing a Ph.D. in the Power

Electronics Laboratory at Jeju National University. His research interests include high-frequency power conversion, digital control for switch-mode power supply and resonant converters.



Yeong-Jun Choi received the B.S. and Ph.D. degrees from the Department of Electrical and Biomedical Engineering, Hanyang University, Seoul, South Korea, in 2013 and 2019, respectively.

From 2018 to 2020, he was a Senior Researcher with the KEPCO Research Institute, South Korea. Since 2020, he has been with Jeju National University, Jeju-do, South Korea, where he is currently an Associate Professor with the Department of Electrical Engineering. His research interests include modeling and control of power conversion circuits including resonant converters, power factor correction converters, wireless power transfer.