

Switched-Capacitor 회로를 이용한 새로운 다출력 DC-DC 컨버터

여주용*, 최병조**, 김흥근**, 안태영***

*경북대학교 대학원 전기공학과, **경북대학교 전자전기공학부, ***청주대학교 전정반공학부

A New Multiple-Output Switched-Capacitor Based DC/DC Converter

Jooyong Yeo*, Byungcho Choi*, Heuggun Kim*, Taeyoung Ahn**

*Kyungpook National University, School of Electronic & Electrical Engineering, **Chongju University

Abstract

A new multiple-output dc-to-dc converter based on a switched capacitor circuit is proposed. The proposed converter offers multiple outputs that can be individually regulated by a direct output voltage feedback or indirect cross regulations. The performance of the new converter is demonstrated using a 10 W experimental converter that delivers 5V/1A output and 3.3V/1A output from a 10~15V input source.

1. 서론

최근 스위치드 커패시터 회로를 이용한 DC/DC 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행 중이다.[1~3] 스위치드 커패시터 회로를 이용한 DC/DC 컨버터는 유도성 요소(magnetic components)를 포함하고 있지 않기 때문에 크기와 무게를 줄일 수 있을 뿐만 아니라, 직접 회로화할 수 있는 장점이 있다. 그러나, 다출력을 가지는 스위치드 커패시터에 의한 DC/DC 컨버터는 학계에 발표된 바가 없다. 또한, 지금까지 발표된 컨버터는 개루프 상태로 동작하거나, PWM 기법을 통해서 출력전압을 제어하였다.[4][5]

본 논문에서는 스위치드 커패시터 회로를 이용한 새로운 다출력 DC/DC 컨버터를 제안하였다. 그리고, 제안된 컨버터의 성능을 입력전압 +12V, 두 개의 출력전압이 +5V/+3.3V인 컨버터에 대해 검증하였다.

정상상태 해석을 통해서 일반적인 설계방법을 정립하고, 실험을 통해 그 타당성을 입증하였다. 또한, 주 출력전원(+5V)의 전압을 regulation 시키기 위해 주 파수 변조에 의한 피드백 제어를 구현하였다. 이를 실험을 통해 검증하고, 다른 출력전원(+3.3V)의 전압은 cross-regulation에 의한 특성을 보였다.

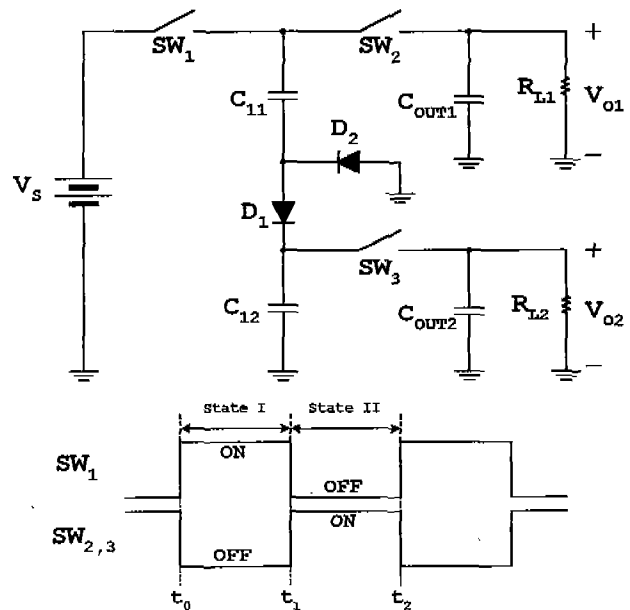


그림 1. 스위치드 커패시터 다출력 DC/DC 컨버터

2. 다출력 스위치드 커패시터 컨버터

1. 동작원리 및 개루프 특성

그림 1은 본 논문에서 제안한 스위치드 커패시터를 이용한 다출력 DC/DC 컨버터의 회로와 스위치에 인가되는 파형을 나타낸 것이다.

State I 동안에는 SW₁이 턴온되면서 입력전압은 직렬로 연결된 두 개의 커패시터(C₁₁, C₁₂)에 각각 에너지를 충전한다.

State II에서는 SW₂와 SW₃가 턴온되면서 각 커패시터(C₁₁, C₁₂)에 충전되었던 에너지가 두 개의 부하단(R_{L1}, R_{L2})으로 방전된다. 여기서, 충전되는 에너지량은 C₁₁과 C₁₂의 비(ratio)로부터 결정되며, 이 비(ratio)로부터 출력전압을 결정할 수 있다.

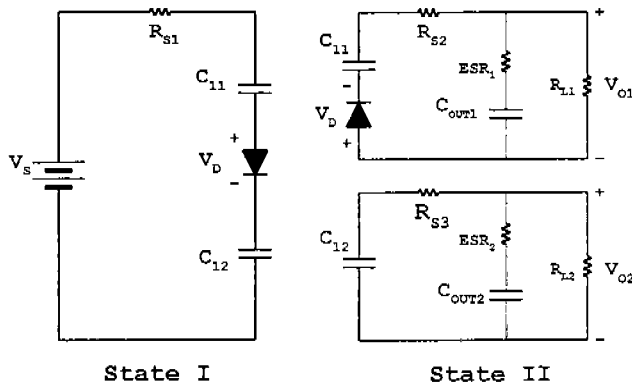


그림 2. 제안된 컨버터의 등가회로

그림 2는 스위치의 ON/OFF에 따른 제안된 다출력 DC/DC 컨버터의 등가회로를 나타낸 것이다.

제시한 등가회로 모델에서 스위치의 턴온저항인 R_{S1} , R_{S2} , R_{S3} 와 커패시터의 ESR_1 , ESR_2 가 충분히 작다면, State I에서

$$V_s = V_{C_{11}} + V_{C_{12}} + V_D \quad (1)$$

이고,

$$V_{C_{11}} = \frac{C_{12}}{C_{11} + C_{12}} (V_s - V_D) \quad (2)$$

$$V_{C_{12}} = \frac{C_{11}}{C_{11} + C_{12}} (V_s - V_D) \quad (3)$$

이다. 여기서, V_D 는 다이오드의 포워드 전압강하이며, $V_{C_{11}}$ 과 $V_{C_{12}}$ 는 C_{11} 과 C_{12} 에 걸리는 전압이다.

State II에서는, C_{11} 과 C_{12} 에 충전되었던 에너지가 각 부하단(R_{L1} , R_{L2})로 방전되며, C_{11} 과 C_{12} 에서 부하로 전달되는 에너지량은,

$$\begin{aligned} \Delta W_{C_{11}} &= W_{C_{11}}(t_1) - W_{C_{11}}(t_2) \\ &= \frac{1}{2} C_{11} V_{C_{11}}^2 - \frac{1}{2} C_{11} \bar{V}_{C_{11}}^2 \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Delta W_{C_{12}} &= W_{C_{12}}(t_1) - W_{C_{12}}(t_2) \\ &= \frac{1}{2} C_{12} V_{C_{12}}^2 - \frac{1}{2} C_{12} \bar{V}_{C_{12}}^2 \end{aligned} \quad (5)$$

로 결정된다. 여기서, $V_{C_{11}}$ 와 $V_{C_{12}}$ 는 t_2 일때의 C_{11} 과 C_{12} 에 걸리는 전압이다.

주전원단(R_{L1})에서 소비되는 에너지량(W_{L1})과 보조전원단(R_{L2})에서 소비되는 에너지량(W_{L2}), 그리고 다이오드에서 소비되는 에너지량(W_D)은,

$$W_{L1} = I_{L1}^2 R_{L1} T_s = V_{O1} I_{L1} T_s = Q_{L1} V_{O1} \quad (6)$$

$$W_{L2} = I_{L2}^2 R_{L2} T_s = V_{O2} I_{L2} T_s = Q_{L2} V_{O2} \quad (7)$$

$$W_D = Q_{L1} V_D \quad (8)$$

이 된다. 여기서 T_s 는 스위칭 주기이며, I_{L1} 과 I_{L2} 는 각 부하에 흐르는 평균전류이고, Q_{L1} 과 Q_{L2} 는 전하량이다. 한편,

$$\Delta W_{C_{11}} = W_{L1} + W_D \quad (9)$$

$$\Delta W_{C_{12}} = W_{L2} \quad (10)$$

이 만족되며, 식(4)에서부터 식(8)까지를 식(9)와 식(10)에 대입하면 $V_{C_{11}}$ 와 $V_{C_{12}}$ 를 구할수 있다.

$$V_{C_{11}}' = V_{C_{11}} - \frac{V_{O1}}{C_{11} R_{L1} f_s} \quad (11)$$

$$V_{C_{12}}' = V_{C_{12}} - \frac{V_{O2}}{C_{12} R_{L2} f_s} \quad (12)$$

여기서, f_s 는 스위칭 주파수이다.

식(9)부터 식(12)까지로부터, 각 단의 출력전압

$$V_{O1} = \frac{\frac{1}{C_{11} + C_{12}} [C_{12} V_s - (C_{11} + 2C_{12}) V_D]}{1 + \frac{1}{2 C_{11} R_{L1} f_s}} \quad (13)$$

$$V_{O2} = \frac{\frac{C_{11}}{C_{11} + C_{12}} (V_s - V_D)}{1 + \frac{1}{2 C_{12} R_{L2} f_s}} \quad (14)$$

가 나온다.

식(13)과 식(14)에서, V_D 가 충분히 작다면, 출력전압(V_{O1} , V_{O2})은 C_{11} 과 C_{12} 의 전압과 같게된다. 또한, 이들 $V_{C_{11}}$ 과 $V_{C_{12}}$ 는 식(2)와 식(3)에 나타나듯이 C_{11} 과 C_{12} 에 대해서 반비례관계를 갖는다.

$$\frac{C_{11}}{C_{12}} = \frac{V_{C_{12}}}{V_{C_{11}}} = \frac{V_{O2}}{V_{O1}} \quad (15)$$

따라서, 원하는 출력전압을 얻기 위해서는 C_{11} 과 C_{12} 의 비(ratio)를 조절하면 된다.

C_{11} 과 C_{12} , 그리고, R_{L1} 과 R_{L2} 가 결정되면, 두 개의 출력전압(V_{O1} , V_{O2})은 스위칭 주파수(f_s)에 의존한다. 하지만, 식(13)과 식(14)에서 알수 있듯이, 출력전압(V_{O1} , V_{O2})이 주파수의 함수로 나타나기 위해서는 C_{11} 과 R_{L1} 의 곱과 C_{12} 와 R_{L2} 의 곱이 상대적으로 스위칭 주파수(f_s)에 비해 작아야 한다.

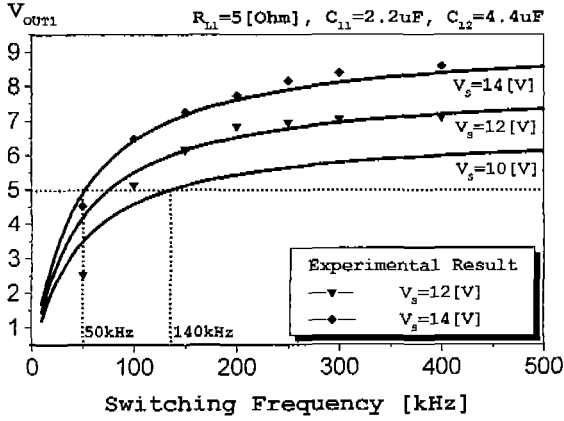


그림 3. 입력전압(V_s)에 따른 스위칭 주파수(f_s)와 출력전압(V_{O1})의 관계

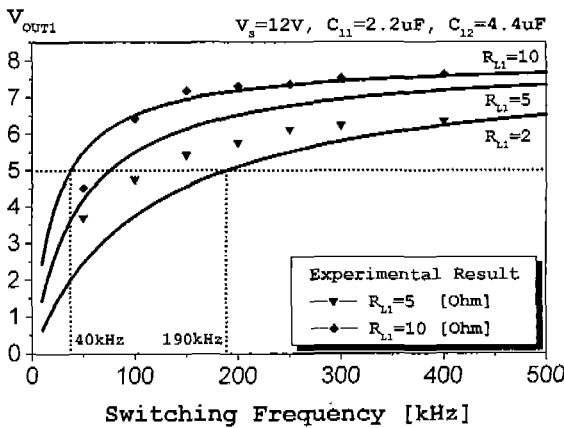


그림 4. 부하저항(R_{L1})에 따른 스위칭 주파수(f_s)와 출력전압(V_{O1})의 관계

식(13)으로부터, 입력전압(V_s)과 부하저항(R_{L1})에 따라 출력전압(V_{O1})과 스위칭 주파수(f_s)사이의 관계를 알수있다. 그림 3은 입력전압에 따른 스위칭 주파수와 출력전압(V_{O1})의 관계를 나타낸 것이며, 그림 4는 부하저항에 따른 이들 관계를 나타낸 것이다. 그림 3과 그림 4로부터 입력전압과 부하저항이 변할 때 출력전압(V_{O1})을 +5V로 regulation 시키기 위한 주파수 범위를 결정할수 있다. 여기서의 스위칭 주파수 범위는 40kHz ~ 190kHz이다.

2. 주전원전압($V_{O1}=5V$) 제어

그림 5는 주전원전압을 regulation시켜주기 위한 피

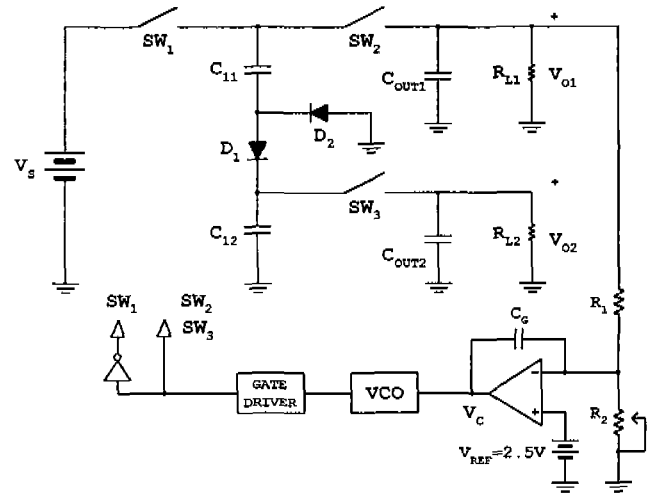


그림 5. VCO에 의한 컨버터의 피드백 제어

드백회로를 나타낸 것이다.

출력전압이 +5V보다 커지면 V_C 의 전압이 올라가고, 이에따라 Voltage Controlled Oscillator(VCO)회로에서는 스위칭 주파수가 감소하게되어 출력전압을 내려준다. 반대로, 출력전압이 내려갈 때에는 스위칭 주파수가 커져서 올려준다. 따라서, 주전원전압(V_{O1})은 일정하게 유지된다.

본 논문에서 사용한 VCO회로는 BJT와 인버터를 사용하여 구현하였으며, 주파수 제어범위를 30kHz에서 250kHz로 제한하여 설계하였다.

3. 실험 결과

입력전압 +12V, 출력전압 +5V/+3.3V인 컨버터를 구현하는데 사용한 실험소자는 표 1과 같다.

기호	부품명	소자특성
SW ₁	IRFP9540	$R_{DS(ON)}=0.2\Omega$
SW ₂ , SW ₃	IRF540	$R_{DS(ON)}=0.077\Omega$
D ₁ , D ₂	1N5822	$V_D=0.3V@3A$
C ₁₁ , C ₁₂	MLC-Type	$C_{11}=2.2\mu F(esr=0.02\Omega)$ $C_{12}=4.4\mu F(esr=0.01\Omega)$

표 1. 실험에 사용된 부품과 파라미터

그림 5는 $V_s=12V$, $I_{O1}=1A$, $I_{O2}=1A$ 일때 출력전압 V_{O1} 과 V_{O2} 를 나타낸 것이며, $f_s=100kHz$ 이다.

그림 6과 그림 7은 주 전원전압(V_{O1})을 피드백제어한 결과를 나타낸 파형이다. 피드백 제어되는 주전원전압은 +5V로 일정하게 유지되며, 또 다른 출력

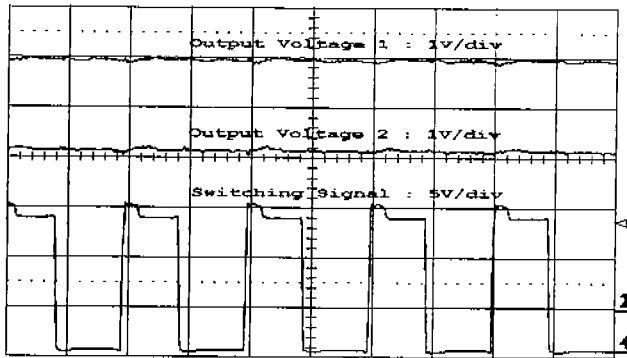


그림 6. 개루프에서의 V_{O1} , V_{O2} 와 V_{GS} 의 파형
($V_S=12[V]$, $I_{O1}=1[A]$, $I_{O2}=1[A]$, $f_s=100kHz$)

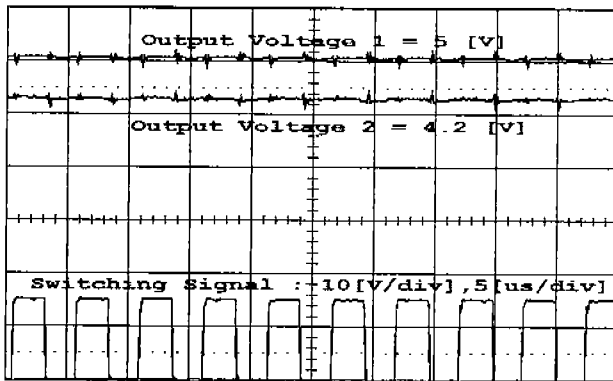


그림 7. 피드백제어에 의한 V_{O1} , V_{O2} 와 V_{GS} 의 파형
($V_S=12[V]$, $I_{O1}=1.45[A]$, $f_s=200kHz$)

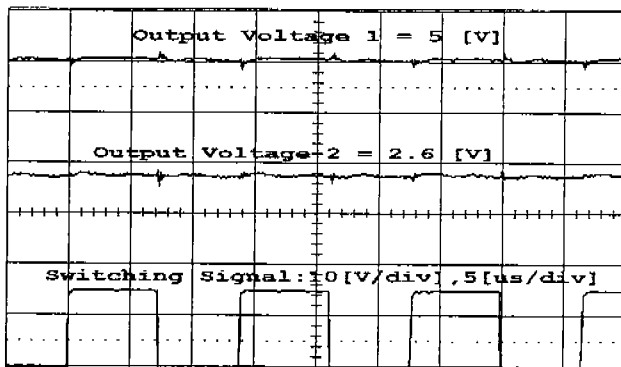


그림 8. 피드백제어에 의한 V_{O1} , V_{O2} 와 V_{GS} 의 파형
($V_S=12[V]$, $I_{O1}=0.9[A]$, $f_s=70kHz$)

전압은 cross regulation에 의해 나타나는 전압이다
이때, 그림 7과 그림 8에서 나타나듯이, 주전원전압,
(V_{O1})을 일정하게 유지시키기 위해서 스위칭 주파수
(f_s)가 변함을 알수 있다.

주전원 제어에 의한 컨버터의 특성은 표 1과 같다.

측정조건	피드백제어에 의한 특성
$10[V]<V_S<15[V]$	$V_{O1}=5.0[V]$
$I_{O1}=3[A]$, $R_{L2}=3\Omega$	$2.1[V]<V_{O2}<4.4[V]$
$0.5[A]<I_{O1}<1.5[A]$	$V_{O1}=5.0[V]$
$V_S=12[V]$, $R_{L2}=3\Omega$	$2.2[V]<V_{O2}<4.2[V]$

표 2. 주전원전압제어에 의한 컨버터 특성

4. 결 론

본 논문에서는 스위치드 커패시터 방식에 의한 다
출력 강압형 DC/DC 컨버터를 제안하였으며, 그 실용
성을 검증하였다. 제안한 다출력 DC/DC 컨버터의 정
상상태 해석을 보였으며, 개루프 특성을 통해 컨버터
의 설계과정을 보였다. 또한, 주전원전압(V_{O1})을
regulation 시키기위해 VCO가 포함된 피드백 회로를
적용하여, 제안한 컨버터의 입력전압과 부하전류의
변화에 따른 출력전압의 변화를 최소화하였다. 그리
고, 보조전원전압(V_{O2})에 대해서는 cross regulation
특성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Jian Liu, Zhiming Chen, Zhong Du, "A New Design of Power Supplies for Pocket Computer Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL.45, NO.2, APRIL 1998
- [2] William S. Harris, K.D.T.Ngo, "Power Switched Capacitor DC-DC Converter: Analysis and Design," IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, VOL.33, NO.2, APRIL 1997
- [3] Guangyong Zhu, Adrian Ioinovici, "DC-to-DC Converter With No Magnetic Elements and Enhanced Regulation," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, VOL.33, NO.2, APRIL 1997
- [4] S.V.Cheng, H.Chung, A.Ioinovici, "Inductorless DC-to-DC Converter with High Power Density," IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL.41, NO.2, APRIL 1994
- [5] On-Cheong Mak, A.Ioinovici, "Step-up DC Power Supply Based on a Switched-Capacitor Circuit," IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL.42, NO.1, FEB.1995