creative commons
COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

[UCI]I804:24011-200000267481

2019年 8月
博士學位論文

스위치드 인덕터 셀 기반의 고이득 승압형 DC-DC 컨버터에 관한 연구

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

金 昊 演

2019年 8月 博士學位論文 스위치드 인덕터 셀 기반의 고이득 승압형 DC-DC 컨버터에 관한 연구 金 昊 演

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

스위치드 인덕터 셀 기반의 고이득 승압형 DC-DC 컨버터에 관한 연구

A Study on the High Gain Boost DC-DC Converter Based Switched-Inductor Cell

2019年 8月 23日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

金 昊 演

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

스위치드 인덕터 셀 기반의 고이득 승압형 DC-DC 컨버터에 관한 연구

指導敎授　崔 然 玉

이 論文을 工學 博士學位 論文으로 提出함.

2019年 4月

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

金　昊　演

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

金昊演의 博士學位論文을 認准함

委員長　朝鮮大學校　敎授　김 남 훈　印

委　員　未來電力設備 Energy硏究所　所長　서 길 모　印

委　員　全南科學大學校　敎授　김 대 곤　印

委　員　朝鮮大學校　敎授　조 금 배　印

委　員　朝鮮大學校　敎授　최 연 옥　印

2019年 6月

朝鮮大學校 大學院

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Contents

ABSTRACT

Ⅰ. 서 론 ····· 1

Ⅱ. 이론적 고찰 ····· 5

A. DC-DC 컨버터 ····· 5

1. DC-DC 부스트 컨버터 ····· 5

2. Cascaded buck-boost 컨버터 ····· 9

3. 인터리브드 부스트 컨버터 ····· 12

B. 고이득 DC-DC 컨버터 ····· 15

1. 고이득 셀을 갖는 DC-DC 컨버터 ····· 15

2. 스위치드 인덕터 컨버터 ····· 19

C. 부출력 고이득 승압 DC-DC 컨버터 ····· 30

1. 전압 리프트 DC-DC 컨버터 ····· 30

2. 부전압의 전압 리프트 DC-DC 컨버터 ····· 33

3. 전압 리프트 DC-DC 컨버터 ····· 35

Ⅲ. 제안한 고이득 승압 DC-DC 컨버터 ····· 37

A. 스위치드 인덕터 방식의 전압 리프트 DC-DC 컨버터 ····· 37

B. 제안한 컨버터의 n-단계 확장 ····· 40

C. 제안한 컨버터의 n-SL 셀 확장 ····· 42

D. n-SL 셀, n-단계 컨버터 확장 ····· 44

E. 제안한 컨버터의 제어 알고리즘 ····· 45

F. 고이득 승압 컨버터와의 비교 ····· 49

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅳ. 시뮬레이션 ····· 51
A. 1-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터 시뮬레이션 ····· 51
B. 1-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터 시뮬레이션 ····· 57
C. 2-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터 시뮬레이션 ····· 62
D. 2-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터 시뮬레이션 ····· 67
E. 컨버터의 동적 특성 ····· 78

Ⅴ. 실 험 ····· 80
A. 1-SL, 1-단계 컨버터 실험(G = 6 일 때) ····· 82
B. 1-SL, 1-단계 컨버터 실험(G = 12 일 때) ····· 87

Ⅵ. 결 론 ····· 92

참고문헌

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

List of Tables

Table 1. Control Parameters for the Ziegler-Nichols ····· 48
Table 2. Comparison between the suggested converter ····· 49
Table 3. List of parameters employing 1-SL cells and 2-stage ····· 51
Table 4. Voltage and current stresses of suggested converter employing 1-SL cell and 1-stage with G = 6 ····· 56
Table 5. Voltage and current stresses of suggested converter employing 1-SL cell and 1-stage with G=12 ····· 56
Table 6. List of parameters for the suggested converter ····· 57
Table 7. Voltage and current stresses of suggested converter employing 1-SL cells and 2-stage with G=12 ····· 61
Table 8. List of parameters for the suggested converter employing 2-SL cells and 1-stage ····· 62
Table 9. Voltage and current stresses of sSuggested converter employing 2-SL cells and 1-stage with G=12 ····· 66
Table 10. List of parameters for the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage ····· 67
Table 11. Voltage and current stresses of suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage with G=20 ····· 76
Table 12. Voltage and current stresses of suggested converter employing 2-SL cells and 2-단계 with G=40 ····· 77
Table 13. List of parameters for experiment ····· 81

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

List of Figures

Fig. 1. Equivalent circuit of the basic ····· 5
Fig. 2. Equivalent circuit of the DC-DC boost converter ····· 7
Fig. 3. Boost gain and duty cycle D at CCM ····· 8
Fig. 4. The functional diagram of power-conversion system ····· 9
Fig. 5. Cascaded buck-boost converter ····· 10
Fig. 6. Operating principle of cascaded Buck-Boost converter ····· 11
Fig. 7. Interleaved boost converter topology ····· 13
Fig. 8. Operating principle of interleaved boost converter topology ··· 14
Fig. 9. Boost Converters with high gain cell option I ····· 15
Fig. 10. Boost Converters with high gain cell option III ····· 17
Fig. 11. Boost Converters with high gain cell option I, II, III and conventional boost converter ····· 18
Fig. 12. Switched-inductor boost converter ····· 19
Fig. 13. Operating principle of switched-inductor boost converter ····· 20
Fig. 14. Switched-inductor converter, conventional boost converter ···· 21
Fig. 15. Switched-inductor switched-capacitor DC-DC converter ····· 23
Fig. 16. SL-SC converter and conventional boost converter ····· 24
Fig. 17. Switched-capacitor switched-inductor(SC-SL) DC-DC converter ·· 26
Fig. 18. SC-SL converter and conventional boost converter ····· 27
Fig. 19. SL-SC-SL DC-DC converter ····· 28
Fig. 20. SL-SC-SL converter and conventional boost converter ····· 29
Fig. 21. Conventional voltage-lift DC-DC converter with single switch ····· 30
Fig. 22. Operating principle of the conventional voltage-lift DC-DC converter with single switch ····· 31
Fig. 23. Conventional voltage-lift DC-DC converter with negative output 33

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Fig. 24. Operating principle of the conventional voltage-lift DC-DC converter with negative output ····· 34
Fig. 25. Conventional voltage-lift DC-DC converter ····· 35
Fig. 26. Operating principle of the conventional voltage-lift DC-DC converter ····· 36
Fig. 27. Suggested DC-DC converter ····· 37
Fig. 28. Operating modes of the suggested converter ····· 38
Fig. 29. Suggested converter with n-stages ····· 40
Fig. 30. Operating principle for n-stages ····· 40
Fig. 31. The voltage gains with n-stages ····· 41
Fig. 32. Suggested converter with multicell of SL ····· 42
Fig. 33. Operating principle for n-SL cells ····· 43
Fig. 34. The voltage gains with n-SL cells ····· 43
Fig. 35. The voltage gains with multicell of SL and n-stage ····· 44
Fig. 36. The voltage gains with n-SL cells and n-stage ····· 44
Fig. 37. Block diagram ····· 47
Fig. 38. Comparison of the voltage gains ····· 50
Fig. 39. Simulation waveforms of the suggested converter employing 1-SL cells and 1-stage when V_i=20V ····· 53
Fig. 40. Simulation waveforms of the suggested converter employing 1-SL cells and 1-stage when V_i=10V ····· 55
Fig. 41. Simulation waveforms of the suggested converter employing 1-SL cells and 2-stage when V_i=10V ····· 60
Fig. 42. Simulation waveforms at startup of the suggested converter employing 1-SL cells and 2-stage ····· 60
Fig. 43. Simulation waveforms of the suggested converter employing 2-SL cells and 1-stage when V_i=10V ····· 65
Fig. 44. Simulation waveforms at startup of the suggested converter employing 2-SL cells and 1-stage ····· 65

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Fig. 45. Simulation waveforms of the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage when V_i=10V ····· 70
Fig. 46. Simulation waveforms at startup of the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage ····· 71
Fig. 47. Simulation waveforms of the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage when V_i=5V ····· 74
Fig. 48. Simulation waveforms at startup of the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage at V_i=5V ····· 75
Fig. 49. Simulation waveforms of the suggested converter when input voltage is suddenly changed ····· 78
Fig. 50. Simulation waveforms of the suggested converter when load is suddenly changed ····· 79
Fig. 51. Prototypal photograph ····· 80
Fig. 52. Testing waveforms of the suggested converter with 1-SL cell and 1-stage when V_i=20V, and R=300Ω ····· 83
Fig. 53. Testing waveforms of the suggested converter with 1-SL cell and 1-stage when V_i=20V, and R=150Ω ····· 85
Fig. 54. Testing waveforms of the suggested converter with 1-SL cell and 1-stage when V_i=10V, and R=300Ω ····· 88
Fig. 55. Testing waveforms of the suggested converter with 1-SL cell and 1-stage when V_i=10V, and R=150Ω ····· 90

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

ABSTRACT

A Study on the High Gain Boost DC-DC Converter Based Switched-Inductor Cell

Ho-Yeon, Kim
Advisor : Prof. Youn-Ok Choi, Ph. D.
Department of Electrical Engineering,
Graduate School of Chosun University

The renewable energies such as solar cells, fuel cells, photovoltaic have a low voltage and variable, the renewable energies are dependent on the weather conditions, and not stability. To connect them to the industrial application, many high boost DC-DC converters have been presented and investigated to convert low DC voltage into a high DC bus voltage. The positive and negative output voltages with respect to input ground can be generated by both of these switching methods. Converters in which switching control is performed by PWM are classified in non-isolated dc - dc converters such as buck, boost, buck - boost, Cuk, and SEPIC converters, and isolated dc - dc converters such as fly-back, forward, half-bridge, full-bridge, and push - pull [3], [4]. Non-isolated converters do not include a high-frequency transformer in their structure. The voltage-lift was introduced for boost converter with high voltage gain application. Using voltage-lift technique, the high output voltage is produced from low input voltage by using the energy storage feature elements includes passive

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

components (capacitor and inductor). In this technique, capacitors as the series of voltage sources injected current to the circuit and inductors in addition to storing the energy, limit the current stress in switches and diodes. High efficiency, simple structure, high power density and cheapness in comparison with other techniques, small output voltage ripple, especially for high-voltage levels, the minimum number of switches are of these technique features. A suggested high boost DC-DC converter based on the switched-inductor cell (SL-cell) is presented. The suggested converter can provide a high boost gain is higher than 6, the voltage gain can be increased easily by extending a SL cell or a modular voltage boost stage. This paper shows the main waveforms, the operating principles at the continuous conduction mode (CCM), a comparison between the suggested converter and the other non-isolated converters is discussed. Moreover, the extension of the suggested converter is presented. A converter with PID controller was defined to confirm the stabilize respond of the suggested converter. The simulation and experiment results reconfirm the theoretical analysis. Finally, the accuracy performance of the suggested converter is reconfirmed through simulation and experimental results. A tested prototype has been established with the voltage gains are 6 and 12. To verify the operating principle, the input voltage of 10 to 20 V, the output voltage of 120 V, the resistor load of 150 to 300 Ω and the switching frequency of 12 kHz were used to verify. In here, the inductors capacitor are 1 mH - 2 mH, and 220 μF/ 200 V - 330 μF/ 200 V, the STTH3002C diodes and IXTR48P20P MOSFETs were used. The Digital Signal Processor of Texas Instrument TMS320F28027 for controlling. The testing PID controller was constructed with the input

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

voltage changed from 5 V to 20 V, the output voltages are 120 V and 200 V, and the output power was changed from 72 W to 144 W. As a result, they have less size and low cost and are easier to control. This topology will use for hybrid electric vehicles, renewable energy source such as solar cells, and fuel cells. In which the high voltage gains are required.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅰ. 서 론

최근 환경보호, 지구표면온도 상승, 에너지 고갈 등의 문제로 신재생에너지가 중요해지고 있다. 석탄, 석유 등의 화석연료는 수년 동안 연료공급망의 근간을 형성해왔지만, 인구와 에너지 수요가 급속히 증가하게 되면서 이러한 연료의 한계가 드러나게 되었다. 화석연료는 제한된 자원이며, 쉽게 채취 가능한 매장량 대부분이 약 30년 내에 모두 소진될 것이란 인식이 널리 확산되어 있다. 화석연료가 연소하는 과정에서 방출되는 이산화탄소 등의 온실가스는 지구온난화에 영향을 주는 것으로 알려져 있다. 현재 대부분의 석유 매장량은 정치적으로 불안정한 지역에서 발견되고 있으며, 선진국은 이들 지역에서 연료를 공급 받기 위하여 외국 원조와 방위비로 엄청난 비용을 지출하고 있다. 따라서 신재생 에너지 개발의 필요성은 강조되고 있다. 그러나 태양광, 연료전지, 풍력과 같은 신재생에너지는 기후 조건에 크게 영향 받을 뿐만 아니라, 그 출력전압이 불안정하고 낮아 계통연계 시 고승압 변환이 필요하다. 매일 지구상에 쏟아지는 태양에너지의 양은 현재 전 세계 에너지 수요의 1000배가 넘을 것으로 추정되며 광 조사 시 전류 발생이 가능한 특수 반도체, 즉 태양전지를 사용하면 태양 에너지를 전기 에너지로 전환할 수 있다. 태양전지는 직렬로 연결 시에는 높은 전압을, 병렬 연결 시에는 높은 전류를 발생시키지만, 제조 및 재료와 관련된 여러 제약으로 인하여 결합할 수 있는 전지의 수에는 한계가 있다. 낮은 출력 전압과 출력변동은 태양전지를 전력망에 접속시키기 위해서는 전력전자 컨버터의 설계가 필수적인 요소이다. 연료전지(FC)는 화학반응을 통하여 수소 연료를 전기 에너지로 전환하는 전기화학 소자로 전자는 전기 에너지로 수집되어 외부 회로에서 사용되는데, 이때 전자는 양성자 및 대기 중 산소와 결합하여 물과 열을 생성한다. 이 반응 과정에서는 독성 부산물이나 온실가스가 발생하지 않으며, 그 효율성은 내연기관보다 훨씬 높다. 각 전지는 약 1V 정도의 전압을 생성하기 때문에, 유용한 전압을 생성하려면 여러 개의 전지를 직렬로 연결해야 한

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

다. 하지만 연료 및 공기량을 동일하게 제공하려면 기계적으로 다소 어려움이 있어, 결합 가능한 전지의 수에는 한계가 있다. 전력변환시스템에 기반한 신재생에너지원의 급격한 증가는 고이득 컨버터 토폴로지를 필요로 하게 된다. 이를 통해 연료전지나 태양광 등의 신재생에너지원에 의해 만들어진 12V-48V의 낮은 입력전압이 전력계통에 연계하기 위해서는 200-400V의 고전압 수준으로 승압하게 된다 [1-3]. 즉, 높은 성능을 위해 고전압이 요구되는 상황에서 수백 볼트의 전압이 수백 킬로 볼트의 전압으로 승압된다. 결국 가장 필요한 것은 380V-400V 나 이 보다 높은 직류 전압 수준에서 전기에너지를 보다 효율적으로 공급하여야 한다. 이는 전기에너지가 전기통신이나 직류 전력시스템처럼 높은 수준의 신뢰도, 전력품질, 효율성을 갖추면서 공급되는 경우에 꼭 필요하다 [4-10].

많은 고승압 DC-DC 컨버터 토폴로지가 연구되어 왔고, 비절연과 절연 토폴로지 모두에서 높은 전압이득을 얻을 수 있었다. 절연 토폴로지에 대해서는, 고주파 변압기로 2단계 DC-AC-DC 전력 변환을 하여 입력과 출력을 절연하는데, 이때 회로의 크기가 커져 컨버터의 부피가 늘어나고 비용이 상승하게 된다 [16-25]. 또한 누설 인덕턴스(leakage inductance)로 인한 스위치 전압 서지가 발생하고 이에 따라 비절연 토폴로지에서와 같은 높은 효율을 얻을 수 없다. 비절연 토폴로지에 대해서는 많은 부스트 컨버터가 제안되어 왔다 [26-31]. [32-35]의 선행연구에서 제안된 결합 인버터를 가진 고승압 컨버터(high boost converters with coupled-inductor) 방식은 높은 전압이득을 얻을 수 있으나 결합 인덕터의 누설 인덕턴스로 인해 스위치 전압 서지를 일으킨다.

비결합 컨버터(non-coupled-inductor)는 누설 인덕턴스가 발생하지 않기 때문에 효율적으로 높은 전압이득을 얻을 수 있으며 직렬연결(cascaded) 기법, 스위치드 인덕터(switched -inductor) 기법, 스위치드 커패시터(switched-capacitor) 기법, 인터리브(interleaved) 기법, 전압 리프트 기법 등 다양한 방식이 있다. 스위치드 커패시터 방식은 여러 개의 커패시터와 스위치를 최소한의 인덕터와 연결하여 높은 출력전압을 얻는다. 그러나 이 기법은 많은 수의 스위치와 커패시터의 사용을 필요로 하며,

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

스위치의 전류 스트레스를 증가시킨다. F.M. shahir 등은 컨버터의 전압 이득을 높이기 위해 컨버터들의 다양한 직렬, 병렬 조합 방식을 확인하였다 [13]. 그러나 이들 방식들은 비용과 부피, 제어의 복잡성을 증가시키는 단점이 있다.

인덕터와 커패시터를 이용한 전압 리프트 기법은 스위치의 전압 스트레스를 감소시킬 수 있으며, 다른 연구자들에 의해서도 개발되었다 [13-18]. 전압 리프트 기법은 출력 전압이득을 얻는 일반적이고 효율적인 방식으로 전력전자공학 회로에서 광범위하게 사용되고 있으므로 전압 리프트 기법을 이용하여 기본적인 부스트 컨버터의 특성들이 개선될 수 있다. 이 방식을 통해, 낮은 입력전압은 단계적으로 상승되어 높은 전압이득을 얻을 수 있으며 인덕터와 커패시터와 같은 에너지 저장 소자의 발전과 함께 개선되어 왔다. 이 방식의 장점은 구조가 단순하고 높은 전력 밀도와 효율을 가지며, 비용이 저렴하다는 것이다. 또한, 비슷한 특성을 갖는 다른 방식과 비교할 때, 특히 높은 전압에서 출력 커패시터 전압리플이 작은 특징이 있다. 비절연 DC-DC 부스트 컨버터의 새로운 구조들이 제시되어 왔으며, J. Li 등은 전압 리프트 기법에 의한 비절연 부스트 DC-DC 컨버터의 새로운 구조를 제시하였다. 그러나 C-M Young 등은 전압이득이 높지 않아 [16], 높은 전압이득과 입력 그라운드(input ground) 대비 음의 출력전압을 갖는 비절연 비결합 인덕터를 위한 새로운 토폴로지가 연구되었다 [17]. 전압 리프트 기법은 타 방식과 비교해 단순 구조, 고효율, 저비용의 특성을 요하는 상황에서 사용 가능하며, 컨버터 시스템을 복잡하게 만드는 추가적인 반도체가 필요하지 않다는 점이 주요한 특징이다. 전압 리프트 기법을 이용한 비절연 부스트 DC-DC 컨버터가 더 높은 전압이득을 갖도록 제시하였다 [18]. 이러한 토폴로지에서 제안된 컨버터는 출력전압이 음이고, 이중 동작모드에서 높은 2차 변환비율을 갖으나 전압이득이 매우 높지는 않다는 단점이 있다.

본 논문에서는 고이득 승압형 DC-DC 컨버터를 구현하기 위하여 인덕터 2개와 다이오드로 구성된 스위치드 인덕터 셀(Switched inductor cell; SL cell)를 기본으로 하고 이와 더불어 인덕터 1개, 커패시터 1개와 다이

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

오드 2개로 구성된 모듈 전압 승압단(Modular Voltage Boost-Stage; MV-Boost Stage)을 기본 구조한 새로운 형태의 DC-DC 부스트 컨버터를 제안하였다. 먼저, 가장 1-SL셀과 1-단계 모듈의 기본 구조를 갖는 DC-DC 부스트 컨버터에 관한 연속전류 모드에서 이론적 고찰과 시뮬레이션 수행과 실험을 통하여 타당성을 검증하고자 하였다. 또한, 기본 구조에서 1-SL 셀과 n-단계 모듈을 갖는 구조, n-SL 셀과 1-단계 모듈 구조에 관한 해석을 통하여 n-sL 셀과 모듈 n-단계까지 확장하여 고이득 승압형 DC-DC 부스트 컨버터를 구현 할 수 있음을 검증하고자 하였으며 제안한 컨버터의 특징은 다음과 같다. 첫째, 추가적인 권선 없이 전압이득을 SL의 셀과 모듈 단계를 자유롭게 선정하여 쉽게 승압할 수 있다. 둘째, 두 개의 스위치로 제어할 수 있다. 셋째, 작은 듀티 비를 적용하여 높은 승압 비를 얻을 수 있다. 넷째, 기존 컨버터와 비교시 스위치에 대한 전압 스트레스가 작다. 다섯째, 반도체에 대한 전압스트레스는 동작 상태와 무관한 특징을 가진다.

본 연구는 DC-DC 컨버터의 구조개발에 중점을 두고 있으며, 연료전지나 태양광에 높은 전압이득을 제공하는 스위치드 인덕터 기법에 의한 DC-DC 컨버터를 고찰하며 논문의 구성은 아래와 같다.

제1장은 전력변환시스템과 부스트 DC-DC 컨버터에 관한 이전의 연구결과를 소개한다. 제2장은 기존 문헌 검토를 바탕으로 부스트 컨버터에서의 전통적인 DC-DC 컨버터 토폴로지를 제시한다. 제3장은 전압 리프트 방식에 의한 전통적인 부스트 컨버터에 대해 검토하고, 전압 리프트의 스위치드 인덕터 DC-DC 컨버터를 제안한다. 또한, 스위치드 인덕터 DC-DC 컨버터를 높은 승압비로 확장하거나, 다른 비절연 부스트 컨버터와 비교한다. 제안하는 컨버터의 제어 알고리즘에 대해서도 기술한다. 제4장은 PLECs 소프트웨어에 의한 시뮬레이션 결과를 다룬다. 제5장은 제안하는 컨버터의 실험결과를 비교검토 하였다. 제6장은 본 논문의 연구내용을 요약하고 향후 연구방향을 제시하고자 한다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅱ. 이론적 고찰

A. DC-DC 컨버터

1. DC-DC 부스트 컨버터

DC-DC 컨버터는 임의의 직류전원을 부하가 요구하는 직류전원으로 변환시키는 전력변환기로 출력전압이 입력전압보다 높은 특성을 갖는 변환기를 DC-DC 부스트 컨버터라 한다. 그림 1은 기본적인 DC-DC 부스트 컨버터의 등가회로를 나타내고 있으며 스위치 1개, 다이오드 1개, 인덕터 1개, 커패시터 1개로 구성된다.

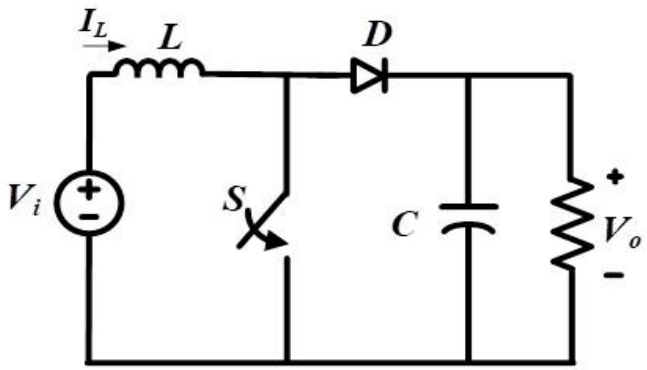


Fig. 1. Equivalent circuit of the basic DC-DC boost converter

DC-DC 부스트 컨버터의 원리는 스위치 S의 온오프 동작에 의해 출력전압이 제어된다. 그림 2(a)는 스위치 S가 온, 다이오드 D가 오프되는 구간인 온 모드에 대한 등가회로를 그림 2(b)는 스위치 S가 오프되고 다이오드 D가 온 되는 구간인 오프 모드에 대한 등가회로를 나타낸다. 그림

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

2(c)는 정상상태에서 스위치 S의 동작과 인덕터 L의 전류파형을 나타내고 있다. 그림 2(a)의 온 모드에서 스위치 S는 DT 구간 온 되고 다이오드 D는 오프되며, 스위치 S는 단락되어 인덕터 L은 에너지를 저장하며 인덕터 전류는 상승하고 인덕터 전압은 식 (1)과 같다.

$$L\frac{di_L}{dt} = V_i \tag{1}$$

그림 2(b)의 오프 모드에서 스위치 S는 (1-D)T 구간동안 오프되고 다이오드 D는 순방향 바이어스되며, 인덕터 L은 에너지를 방전하며 인덕터 전류는 감소하고 인덕터 전압은 식 (2)와 같고 인덕터 전류는 감소한다. 그 결과, 컨버터의 출력전압이 입력전압보다 더 높게 된다.

$$L\frac{di_L}{dt} = V_i - V_0 \tag{2}$$

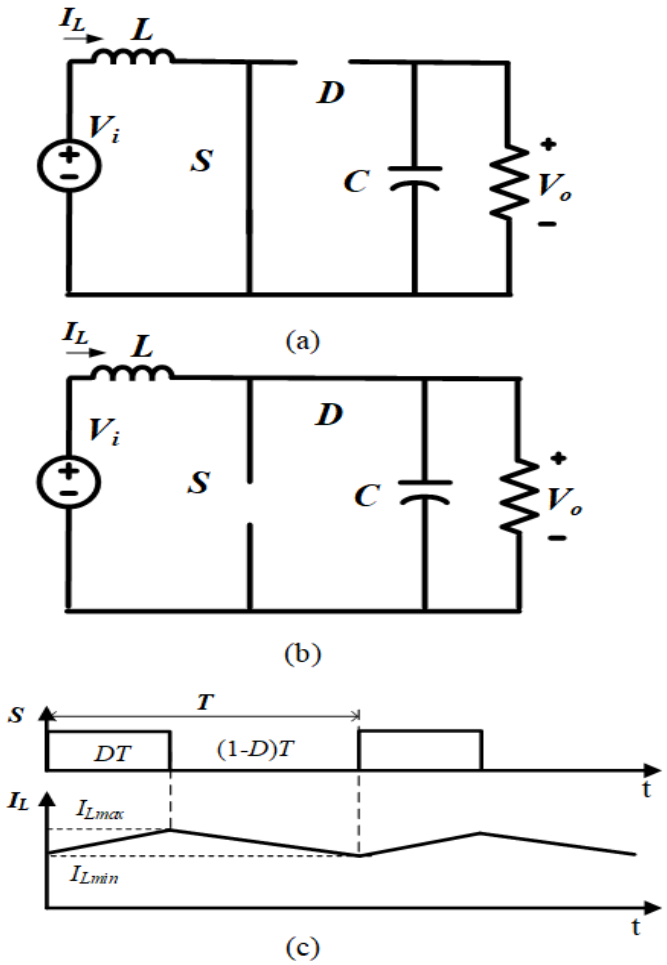
출력전압의 평균값은 식 (3)과 같다.

$$V_0 = \frac{1}{1-D}V_i \tag{3}$$

식 (3)은 단일 스위치 부스트 컨버터의 이상적인 전압전달특성인 1/(1-D)이며, 인덕터의 volt-sec 평형 조건에 따라 유도할 수 있다. 하지만 실제적인 전압 이득은 스위치의 온(ON) 저항, 다이오드 순방향 전압 및 인덕터 DC 저항의 기생손실로 인하여 감소한다. 그림 3은 부하 저항의 백분율로 표현된 인덕터 DC 저항 r의 여러 값을 적용하여, 일반적인 연속 전류 모드(CCM) 부스트 컨버터의 듀티비 D에 대한 전압이득을 나타내며 저전력 범위인 1%~5%에서 실제 r 값의 경우, 최대 이득은 5V/V 미만으로 제한됨을 나타내고 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(a) On mode (b) Off mode (c) Steady-state waveforms for the boost converter

Fig. 2. Equivalent circuit of the DC-DC boost converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

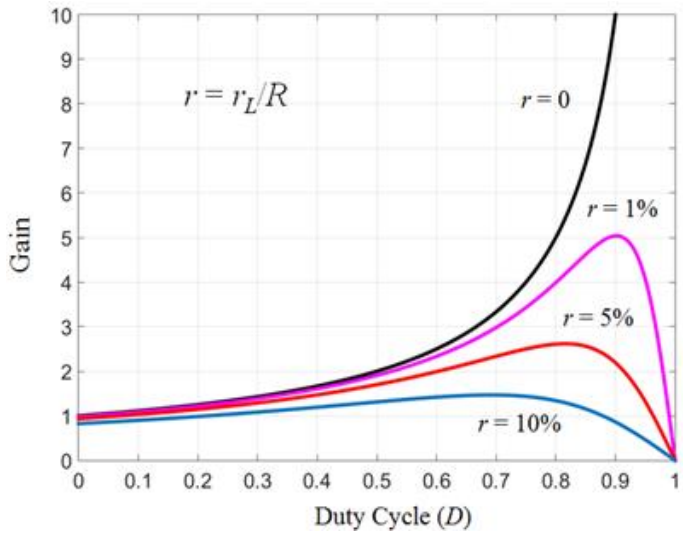


Fig. 3. Boost gain and duty cycle D at CCM

일반적인 부스트 컨버터의 전압이득이 지닌 두 가지 문제를 그림 3을 통하여 명확히 확인할 수 있다. 1/(1-D) 특성은 큰 승압을 위하여 큰 듀티비를 요구한다. 하지만 다음 스위칭 주기 시작 전 스위치가 오프(Off)로 전환될 시간이 충분하지 않을 경우, 큰 듀티비는 고주파수에서 문제가 될 수 있다. 또한 인덕터 DC 저항과 같은 기생성분이 큰 듀티비에서 이득을 제한할 수 있으며, 이는 컨버터 효율을 감소시키고 소비된 에너지는 열을 발생시켜 열 관리가 추가로 요구된다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

2. Cascaded buck-boost 컨버터

그림 4는 전력변환시스템의 기능적인 블록선도를 나타내고 있다. 고이득 DC-DC 승압 컨버터는 낮은 입력전압을 높은 DC 전압으로 높이기 위해 사용되고 있다.

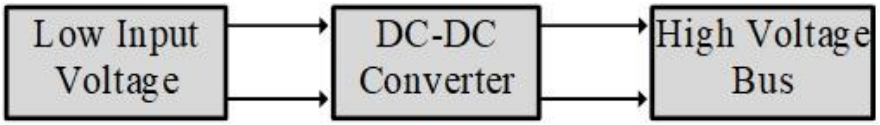


Fig. 4. The functional diagram of power-conversion system

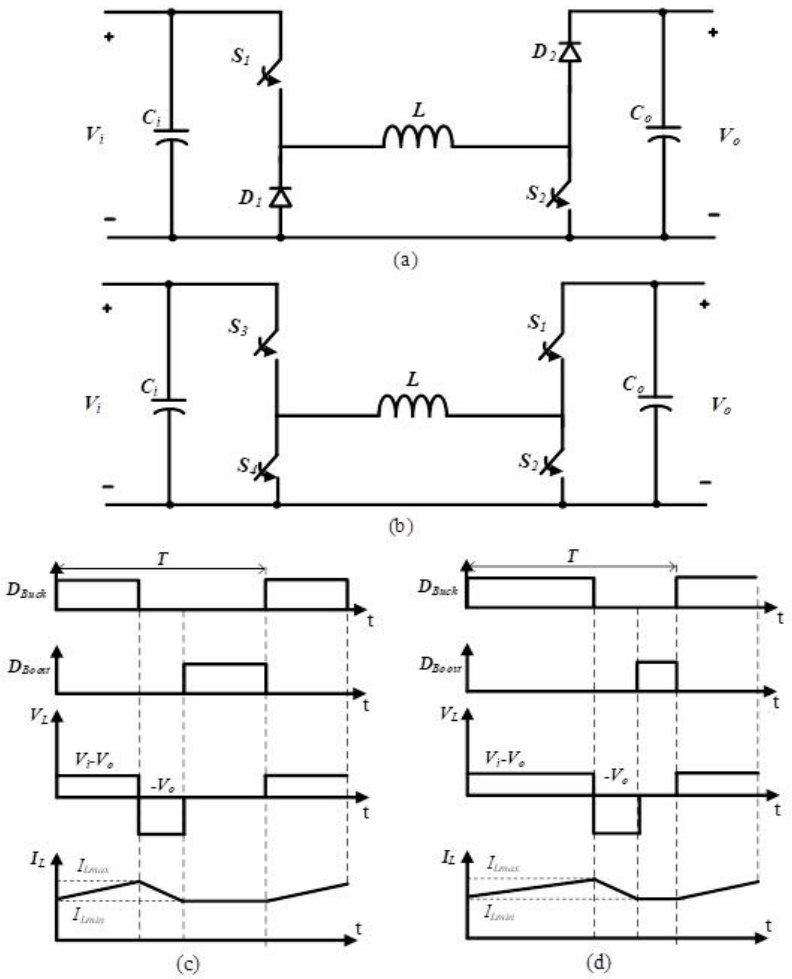
일반적으로 벅-부스트나 부스트 컨버터를 사용해 낮은 전압을 높은 전압으로 높일 수 있다. 하지만 기생 성분의 존재로 인해, 변환 이득을 얻는 것은 실질적으로 어렵다. 더군다나 높은 듀티 비로 동작하게 되면 부스트 컨버터의 효율을 떨어뜨려 리플전류가 크고 전자파장해(EMI)를 일으킨다. 플라이백 컨버터[11-16]는 벅-부스트 컨버터의 파생물로서 300W 이하의 저전력인 고전압 응용에서 널리 적용된다. 이는 플라이백 컨버터의 변압기가 높은 DC 자화전류(magnetization current)를 요구함에 따라 연속전류 모드에서는 전력을 높게 유지하기 위해 변압기의 크기가 커져 손실이 증가하기 때문이다.

벅 컨버터와 부스트 컨버터를 직렬로 연결한 cascaded buck-boost 컨버터 구조는 그림 5(a)에 나타내었다. 이러한 cascaded buck-boost 컨버터는 다음과 같은 4가지의 모드로 동작한다.

- 벅 모드 : S_1 스위칭, S_2 오프.
- 부스트 모드 : S_1 온, S_2 스위칭
- 벅-부스트 모드 1 : S_1과 S_2 동시에 스위칭
- 벅-부스트 모드 2 : S_1과 S_2 비대칭적으로 스위칭

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(a) Equivalent circuit with 2 diodes (b) Equivalent circuit with 2 switches (c) buck mode (d) boost mode

Fig. 5. Cascaded buck-boost converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

벅-부스트 또는 부스트 컨버터는 하드 스위칭 또는 소프트 스위칭 방식으로 동작할 수 있다. 하드 스위칭 동작의 경우에는 그림 5(b)에 나타낸 것처럼 부스트 모드에서 양(+)의 인덕터 전류가 스위치 S_1의 바디 다이오드(body diode)에서 S_2로 방향을 바꾸게 되면, 스위치 인덕터 전류는 입력 전압보다 출력전압이 높게되어 언제나 양(+)이고 부스트 모드에 있으며 하단 스위치 S_2는 시간 간격의 종료 시점 T_{off}에서 하드 턴온되어 스위치의 전력 손실은 크게 증가한다 [27-29]. 따라서 스위칭 손실은 최대 스위칭 주파수를 제한하고 인덕터 L, 필터 커패시터 C_i 및 C_0 등의 수동소자의 최소 크기도 제한하게 된다. 하드 스위칭의 단점을 보완하는 방법으로 소프트 스위칭의 구현을 들 수 있다. 컨버터의 소프트 스위칭, 즉 ZVS 동작은 시간 간격의 종료 시점 T_{off}에서 데드타임 간격 동안 충분한 전하를 전달하여 스위치 S_2의 기생 출력 정전용량을 완전히 방전하고 S_1의 출력 정전용량을 충전할 수 있을 정도로 충분히 큰 음(-)의 값인 인덕터 전류가 흐를 때 동작되므로 미미한 전력 손실로 스위치 S_2는 ON 상태가 될 수 있다.

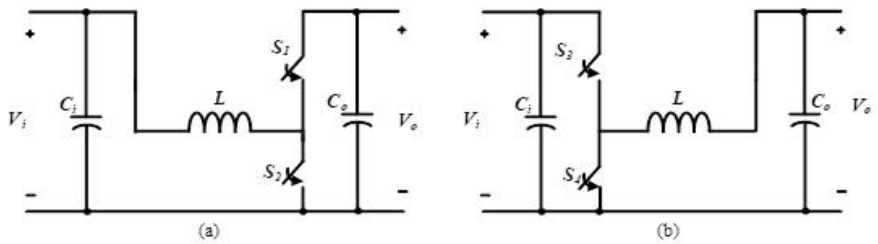


Fig. 6. Operating principle of cascaded buck-boost converter

일반적으로 ZVS 벅 또는 부스트 컨버터는 스위칭 주파수가 가변적인 삼각전류모드(Triangular Current Mode, TCM) 동작 또는 스위칭 주파수가 고정된 동기전도모드(Synchronous Conduction Mode, SCM) 동작을 통해 구현된다. 동기 전도 모드의 경우, 인덕터의 피크-피크 리플은 최대 출력 전력과 고정 입력 및 출력 전압에서 제로 전압 스위칭이 가능하도록 충분히 크게 설정하게 된다. 고정 스위칭 주파수의 결과로, 경부하 조건에

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

서도 입력/출력단자 전압이 일정하면 큰 피크-피크 인덕터 리플이 일정하게 유지되어, 부분 부하 효율이 크게 감소되는데, 이는 동기전도 모드 컨버터 동작의 주요 단점이라 할 수 있다. 삼각전류 모드 동작의 경우 더 나은 성능이 보장하기 위해 하단 스위치 S_2의 ZVS 구현을 통하여 일정한 값으로 최소 인덕터 전류가 유지되도록 한다. 즉, 스위치 S_2의 온 타임 간격 T_{on}에 변화를 주어 출력 전력을 제어하여 실효값 인덕터 전류는 경부하 조건에서 감소하지만, 스위칭 주파수는 크게 증가시킬 수 있다.

3. 인터리브드 부스트 컨버터

DC-DC 인터리브드 부스트 컨버터는 전력 밀도를 향상시킬 수 있다는 장점으로 연료전지엔진(FCE), 고전력 DC-DC 컨버터, 배터리(B)로 구성된 연료전지자동차의 전력공급시스템에 사용 가능하다. 그림 7과 같이 인터리브드 부스트 컨버터[30-33] 또한 낮은 입력전압을 높은 입력전압으로 변환하는 컨버터로써 낮은 리플 입력전류와 고효율이라는 이점을 가진다. 그림 8(a)에서와 같이 스위치 S_a가 온되고 스위치 S_b가 오프될 때, 입력전압이 출력전압 보다 낮기 때문에 다이오드 D_1은 역방향 바이어스되고 다이오드 D_2는 순방향 바이어스 되어 인덕터 L_2는 부하와 출력 커패시터에 에너지를 공급하고 인덕터 L_1은 충전된다. 이때, 인덕터 L_1과 L_2의 전압은 식 (4)와 같다.

$$\begin{cases} v_{L1(DT)} = V_{dc} - V_0 \\ v_{L2(DT)} = V_{dc} \end{cases} \tag{4}$$

그림 8(b)에서와 같이 스위치 S_b가 온되고 스위치 S_a가 오프될 때 다이오드 D_2는 역방향 바이어스되고 다이오드 D_1은 순방향 바이어스되어 인덕터 L_1은 부하와 출력 커패시터에 에너지를 공급하고 인덕터 L_2는 충전된다. 이때, 인덕터 L_1과 L_2의 전압은 식 (5)와 같다.

$$\begin{cases} v_{L1(DT)} = V_{dc} \\ v_{L2(DT)} = V_{dc} - V_0 \end{cases} \tag{5}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

그림 8(c)에서와 같이 두 스위치가 오프될 때 다이오드 D_1과 D_2는 순방향 바이어스되고, 인덕터 L_2과 L_1은 부하와 출력 커패시터에 에너지를 공급하며 인덕터 L_1과 L_2의 전압은 식 (6)과 같다.

$$v_{L1(1-2DT)} = v_{L2(1-2DT)} = V_{dc} - V_0 \tag{6}$$

출력전압은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_0 = \frac{1}{1-D} V_i \tag{7}$$

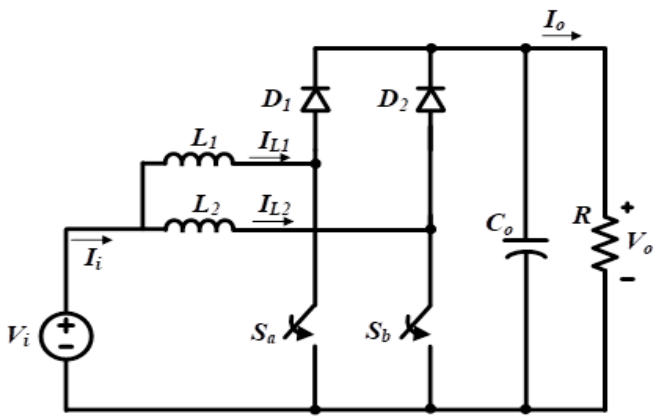


Fig. 7. Interleaved boost converter topology

인터리브드 컨버터는 상단에서 2개의 다이오드를 2개의 스위치로 대체하면 부스트/벅 DC-DC 컨버터와 동작할 수 있다. 인터리브드 부스트 컨버터의 원리는 다음과 같다. 각 위상에서 부스트/벅 DC-DC 컨버터는 전력 스위치와 저장 에너지 인덕터의 브리지로 구성된다. S_{1u} = S_{2u} = OFF 일 때, S_{1d}와 S_{2d}가 온, 오프를 반복하면 시스템이 부스트 모드에서 동작된다. 부스트 모드에서는 전력장치만 스위칭 전환되며, 다른 장치는 전환되지 않는다. 하단의 전력 스위치는 한 사이클에서 펄스를 유도하는 180도 위상차를 지닌다. 2개의 180도 위상차 인덕터 전류는 서로의 변동을

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

감소시키기 때문에 입력전력공급의 전류 변동이 크게 줄어든다 [34-38]. 전력 스위치와 다이오드의 전환을 고려하면 하나의 스위칭 사이클 T_s에서 8가지 종류의 실행상태가 존재한다.

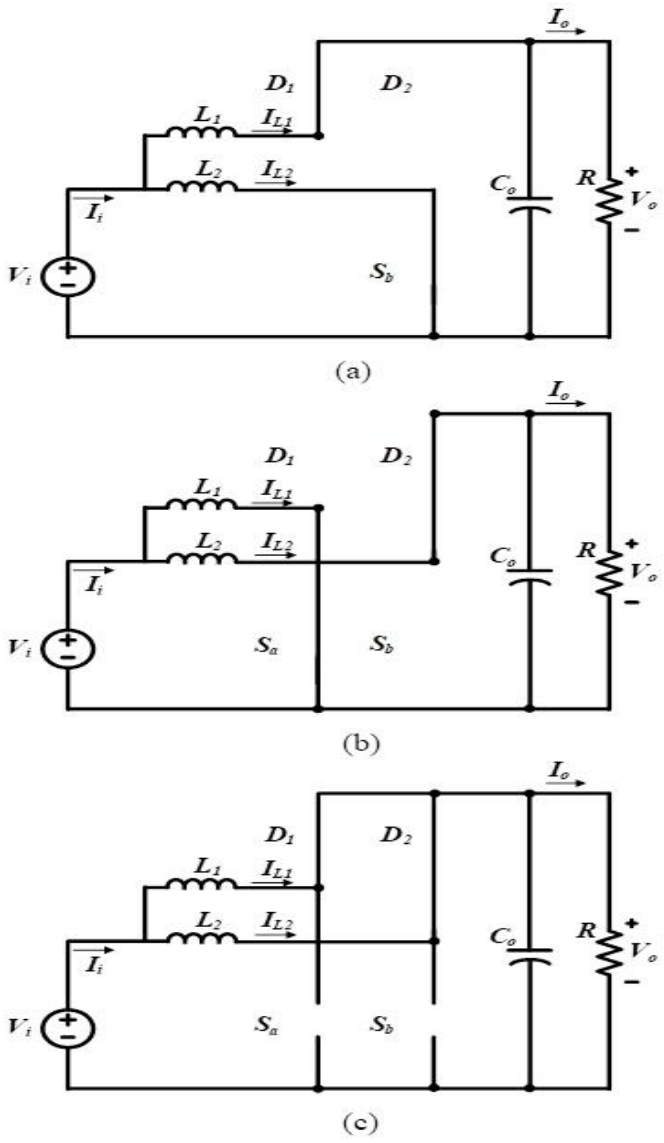


Fig. 8. Operating principle of interleaved boost converter topology

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

1. 고이득 셀을 갖는 DC-DC 컨버터

컨버터의 출력 앞에 고이득 셀을 추가함으로써 전압이득을 크게 증가시킬 수 있으며 출력전압은 전압배율기를 갖는 3가지 상태 스위칭 셀을 결합하여 높일 수 있다 [39-50].

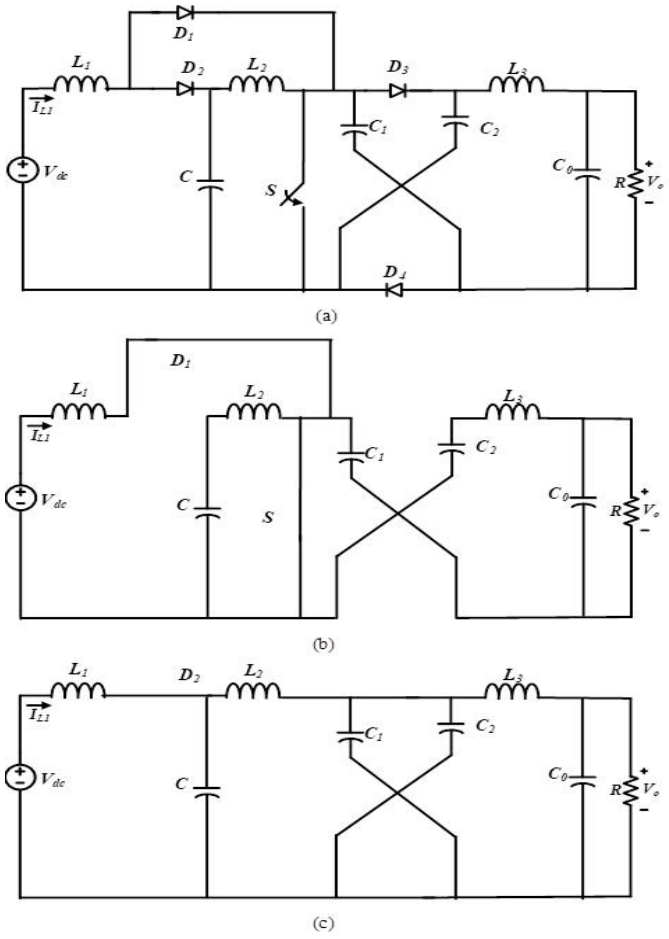


Fig. 9. Boost Converters with high gain cell option I

고이득(HG) 셀을 적용한 양출력(positive output) 2차 부스트 컨버터의 동작모드(BC-HG-Ⅰ)는 그림 9(a)와 같이 나타낸다. BC-HG-Ⅰ의 경우

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

해석을 단순화하기 위하여 단일 고이득 셀을 고려한다. 이 토폴로지에서는 단일 스위치드 커패시터만 적용 가능하다. 정상상태 분석은 온 모드와 오프 모드 동안 커패시터에 걸쳐 발생하는 전압과 인덕터를 통과하는 전류를 분석하는 방식으로 수행된다. 그림(b)-(c)에 나타낸 것과 같이 모드 1과 모드 2에서 인덕터 L_1에 걸쳐 발생하는 전압은 수식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} v_{L1(DT)} = V_{dc} \\ v_{L1((1-D)T)} = V_{dc} - V_c \\ V_{L3} = 2V_{C1} - V_0 \end{cases} \tag{8}$$

모드 1과 2에서 인덕터 L_2에 걸쳐 발생하는 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} v_{L1(DT)} = V_C \\ v_{L1((1-D)T)} = V_C - V_{C1} \\ V_{L3} = V_{C1} - V_0 \end{cases} \tag{9}$$

방정식 (8), (9)에 volt-sec 평형조건을 적용하면 식 (10)과 같다.

$$\begin{cases} V_C = \dfrac{V_{dc}}{1-D} \\ V_{C1} = V_{C2} = \dfrac{V_{dc}}{(1-D)^2} \\ V_0 = \dfrac{(1+D)V_{dc}}{(1-D)^2} \end{cases} \tag{10}$$

그림 10(a)에 나타낸 것과 같이 출력단에 스위치드 커패시터와 결합된 멀티플라이어 셀(BC-HG-Ⅲ)을 적용한 컨버터를 나타내고 있다. BC-HG-Ⅲ의 경우 정상상태 해석에 단 하나의 스위치드 커패시터 셀 만 적용한다. 그림 10(b)-(c)에는 동작모드를 나타내었다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

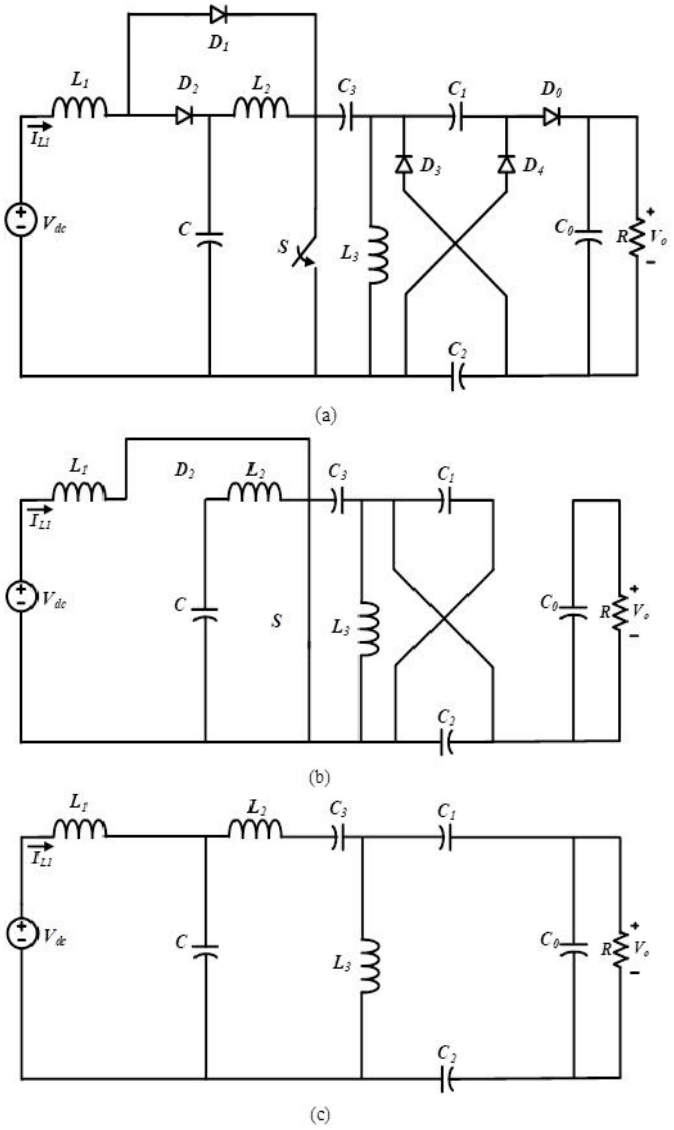


Fig. 10. Boost Converters with high gain cell option III

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

모드 1과 모드 2에 의한 인덕터 전압은 식 (11)과 같다.

$$\begin{cases} v_{L1(DT)} = V_{dc} \\ v_{L1((1-D)T)} = V_{dc} - V_c \\ V_{L3} = V_{C1} \end{cases} \tag{11}$$

모드 1과 모드 2에서 인덕터 L_2에 의한 인덕터 전압은 식 (12)와 같다.

$$\begin{cases} v_{L2(DT)} = V_C \\ v_{L2((1-D)T)} = V_C - V_{C1} \\ V_{L3} = 2V_{C1} + V_0 \end{cases} \tag{12}$$

식 (11), (12)에 volt-sec 평형조건을 적용하면 식 (13)과 같다.

$$\begin{cases} V_C = \dfrac{V_{dc}}{1-D} \\ V_{C1} = V_{C2} = \dfrac{V_{dc}}{(1-D)^2} \\ V_0 = \dfrac{(2-D)V_{dc}}{(1-D)^2} \end{cases} \tag{13}$$

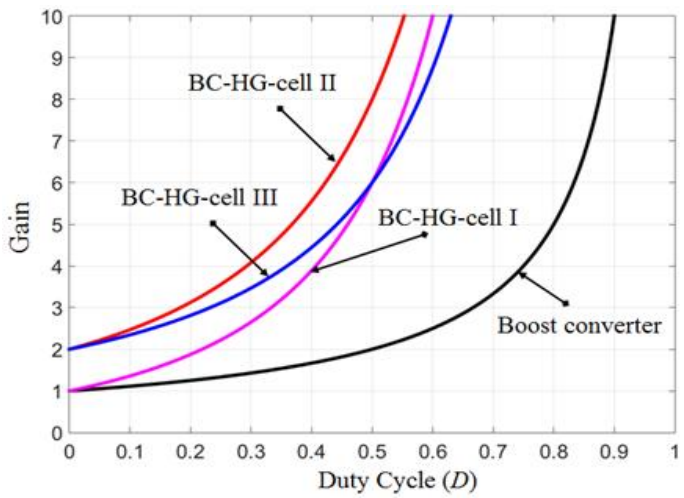


Fig. 11. Boost Converters with high gain cell option I, II, III and conventional boost converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

2. 스위치드 인덕터 컨버터

스위치드 인덕터 컨버터의 기본 셀은 인덕터 2개 부분과 3개의 다이오드로 구성되어 있다. 일반적인 DC-DC 컨버터의 인덕터를 스위치드 인덕터로 대체하여 구현되는 회로를 스위치드 인덕터 DC-DC 부스트 컨버터라 한다. 그림 12(a)는 스위치드 인덕터 셀을, 그림 12(b)는 스위치드 인덕터 부스트 컨버터 등가회로를 나타내고 있으며 스위치드 인덕터에는 두 개의 동작모드로 동작한다. 모드 1은 스위치 S가 온이 되는 경우로, 다이오드 D_b와 D_1은 오프되고 다이오드 D_a와 D_c는 온이 되어 두 지로의 인덕터 L_1, L_2는 각각 병렬로 충전된다.

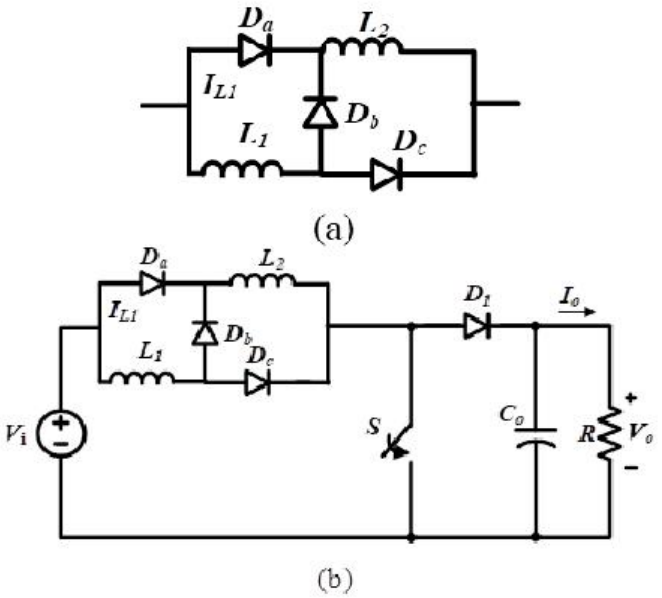


Fig. 12. Switched-inductor boost converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

스위치드 인덕터 컨버터 역시 두 가지 모드로 동작된다. 모드 1은 스위치 S가 ON 상태일 때 발생하며, 이로 인하여 다이오드 D_a와 D_c가 온 되고, 다이오드 D_b와 D_1이 오프된다. 따라서 인덕터의 두 분기는 병렬로 충전된다. 그림 13(a)에는 모드 1의 스위치드 인덕터 컨버터 회로를 나타내고 있으며 이 모드에서 인덕터 전압은 식 (14)와 같다.

$$v_{L_1(DT)} = v_{L_2(DT)} = V_i \tag{14}$$

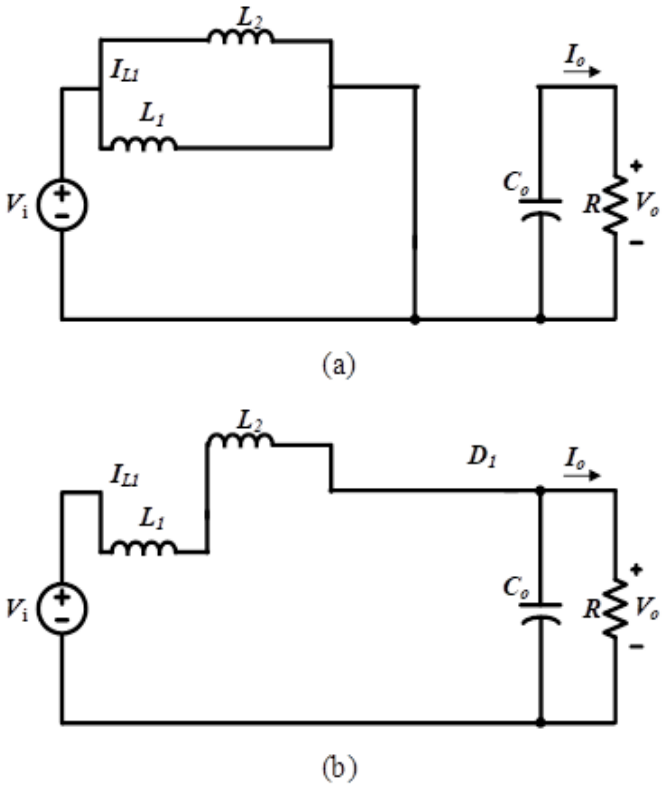


Fig. 13. Operating principle of switched-inductor boost converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

모드 2는 스위치 S가 오프 상태일 때 발생하며, 이로 인하여 다이오드 D_a와 D_c는 오프되고, 다이오드 D_b와 D_1은 온된다. 따라서 두 인덕터는 직렬로 방전된다. 그림 13(b)에는 모드 2의 컨버터 회로를 나타내고 있다. 모드 2에서 인덕터 전압은 다음 식 (15)와 같다. 그림 14는 기존의 부스트 컨버터와 스위치드 인덕터 컨버터의 듀티비에 대한 이득 특성을 나타내고 있다.

$$v_{L1((1-D)T)} + v_{L2((1-D)T)} = V_i - V_0 \tag{15}$$

출력전압은 식 (16)과 같다.

$$V_0 = \frac{1+D}{1-D} V_i \tag{16}$$

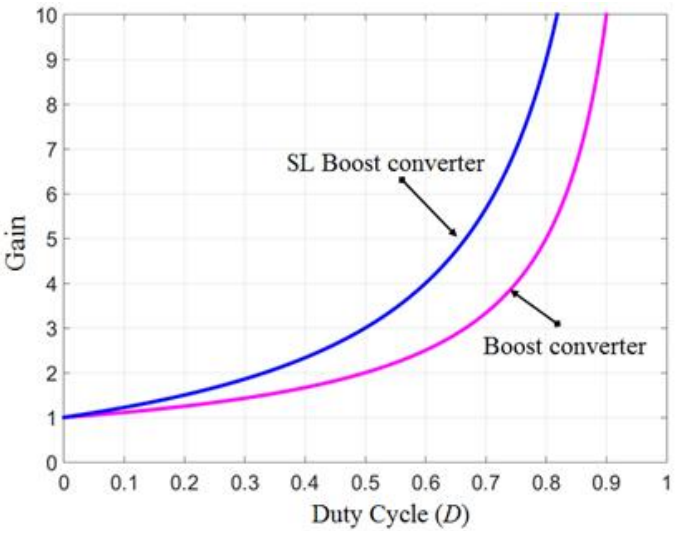


Fig. 14. Switched-inductor converter and conventional boost converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

스위치드 인덕터(SL)와 스위치드 커패시터(SC) 기법의 개념은 기존의 축(cuk) 컨버터에 통합되어, 결국은 새로운 스텝업 축 컨버터가 제안되었다. 회로 토폴로지의 관점에서 새로운 컨버터는 기존의 다른 축 컨버터와 여러 측면에서 차이를 가진다. 새로운 컨버터는 공통접지와 관련하여 비절연 음-양전압 경로를 제공하고, SL과 SC 기법으로 인하여 전압변환비가 기존의 축 및 부스트 컨버터보다 더 높으며, 축 및 부스트 컨버터보다 메인 스위치에 걸쳐 더 낮은 전압 스트레스가 발생한다는 장점을 지니고 있다. 이로 인해 전압 정격이 낮고 $R_{ds\text{-}on}$ 저항이 낮은 스위치의 사용이 가능하다. 토폴로지에 따라, SL과 SC를 수행하여 전압 이득을 증가시키려는 목적으로 여러 개의 다이오드, 1개의 커패시터, 1개 또는 3개의 인덕터를 메인 축 컨버터에 추가하였으며, 입력과 출력 인덕터로 인하여 입력측과 출력측에서 연속 전류를 갖는 기존의 축 컨버터의 장점과 단일 스위치의 사용을 제안된 토폴로지 설계 시 유지하였다. 일반적인 축 컨버터에 입력측 인덕터는 SL로 전달 에너지 커패시터를 SC로 대체하면 스위치드 인덕터와 스위치드 커패시터 형태의 축 컨버터 토폴로지를 구현할 수 있다. 그림 15에는 SL-SC 컨버터의 블록다이어그램을 나타내고 있다. 축 컨버터와 비교해, 그림 15(a)의 제안된 회로에는 1개의 인덕터, 1개의 커패시터 및 4개의 다이오드가 추가되어 있다.

SL-SC 컨버터는 연속전류모드에서 분석하였다. 연속전류모드에서 SL-SC 컨버터의 동작은 두 가지 모드 즉, 스위치 S의 On-모드와 Off-모드로 나뉜다. 스위치 S가 도통인 On 상태일 때의 등가회로를 그림 15(b)에 나타내고 있다. 인덕터 L_1와 L_2는 다이오드 D_a, D_c 및 스위치 S를 통하여 입력공급전압 V_i에 의해 병렬로 충전되고 다이오드 D_b, D_1 및 D_2는 역방향 바이어스가 인가된다. 커패시터 C_1 및 C_2의 방전된 에너지와 함께 입력공급전압 V_i은 부하를 공급하고, 스위치 S를 통하여 인덕터 L_3를 충전한다. 인덕터 L_1과 L_2가 동일하기 때문에 이들을 통해 흐르는 전류의 양도 동일하며 인덕터 전압은 식 (17)과 같다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

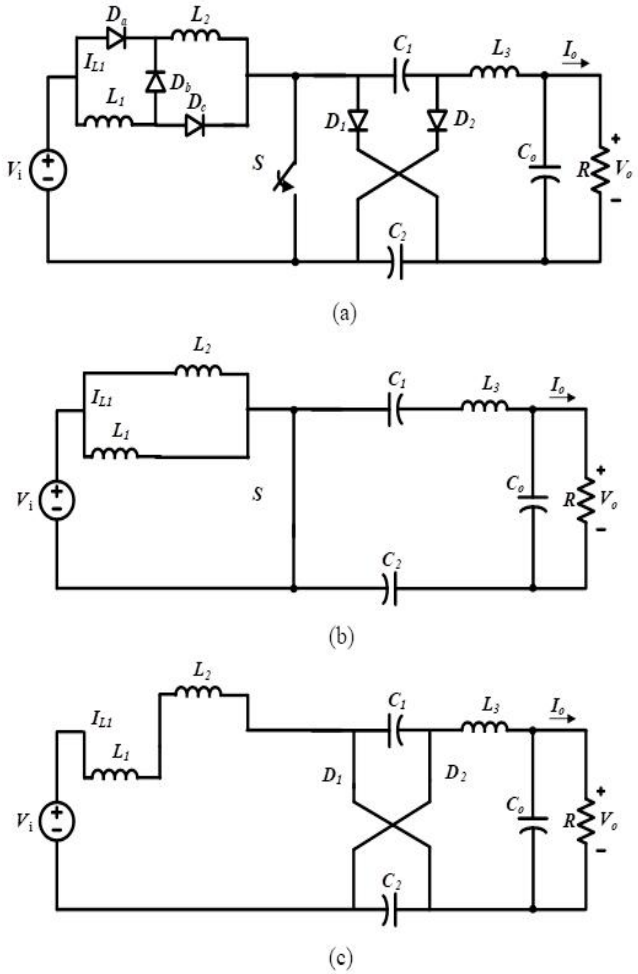


Fig. 15. Switched-inductor switched-capacitor(SL-SC) DC-DC converter

$$\begin{cases} v_{L1(DT)} = v_{L2(DT)} = V_i \\ v_{L3(DT)} = 2V_C - V_0 \end{cases} \tag{17}$$

스위치 S가 차단되어 Off 상태일 때의 등가회로는 그림 15(c)에 나타내었다. 인덕터 L_1과 L_2의 방전된 에너지와 함께 입력공급전압 V_i는 병렬로 연결된 커패시터 C_1과 C_2를 충전하고 부하를 공급한다. 다이오드 D_a

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

와 D_c는 역방향 바이어스가 인가된다. SL-SC 컨버터의 연속전류모드에서의 정상상태 해석을 통하여 구한 각 인덕터의 전압은 식 (18)과 같다.

$$\begin{cases} v_{L1((1-D)T)} = v_{L2((1-D)T)} = \dfrac{V_i - V_C}{2} \\ v_{L3((1-D)T)} = V_C - V_0 \end{cases} \tag{18}$$

C_1과 C_2에 나타난 전압은 다음 식 (19)와 같다.

$$V_C = \frac{1+D}{1-D} V_i \tag{19}$$

연속 전류모드에서의 이상적인 전압 이득은 다음 식 (20)과 같다.

$$V_0 = \frac{(1+D)^2}{1-D} V_i \tag{20}$$

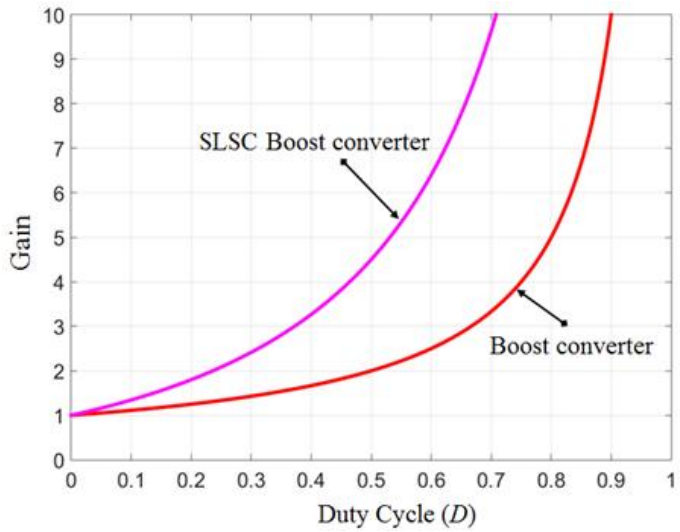


Fig. 16. SL-SC converter and conventional boost converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

부스트 컨버터는 스위치드 커패시터 및 스위치드 인덕터를 사용하여 높은 승압 이득을 얻을 수 있다. SC-SL 컨버터 토폴로지는 일반적인 축 컨버터에서 출력측 인덕터를 SL로 대체하고 전달 에너지 커패시터를 SC로 대체하여 구현할 수 있다. 그림 17에는 SC-SL 컨버터 토폴로지를 나타내었다. 축 프로토타입과 비교하여, 그림 17(b)-(c)의 제안된 회로에는 1개의 인덕터, 1개의 커패시터 및 4개의 다이오드가 추가된다. 스위치가 도통되어 온 일 때의 전류 방향이 그림 17(b)에 나타내었다. 인덕터 L_1은 스위치 S를 통하여 입력전압 V_i로 충전하고 커패시터 C_1 및 C_2와 함께 입력 공급전압 V_i는 부하를 공급하며, 다이오드 D_a, D_c, 및 스위치 S를 통하여 병렬로 연결된 인덕터 L_2와 L_3을 충전한다. 다이오드 D_1, D_2 및 D_b는 역방향 바이어스가 인가되고 인덕터 L_2와 L_3가 동일하기 때문에 이들을 통해 흐르는 전류도 동일하며 인덕터 전압은 식 (21)과 같다.

$$\begin{cases} v_{L1(DT)} = V_i \\ v_{L2(DT)} = v_{L3(DT)} = 2V_C - V_0 \end{cases} \tag{21}$$

스위치 S가 차단되어 Off 일 때의 등가회로는 그림 17(c)에 나타내었다. 입력공급전압 V_i와 인덕터 L_1의 방전된 에너지는 병렬로 연결된 커패시터 C_1과 C_2를 충전하고 인덕터 L_2와 L_3의 방전된 에너지는 커패시터 C_1과 C_2를 충전하고 부하를 공급한다. 다이오드 D_a와 D_c는 역방향 바이어스가 인가되며 인덕터 전압은 식 (22)와 같다.

$$\begin{cases} v_{L1(1-DT)} = V_i - V_C \\ v_{L2(1-DT)} = v_{L3(1-DT)} = \dfrac{V_C - V_0}{2} \end{cases} \tag{22}$$

C_1와 C_2에 걸쳐 발생한 전압은 식 (23)과 같다.

$$V_C = \frac{1}{1-D} V_i \tag{23}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

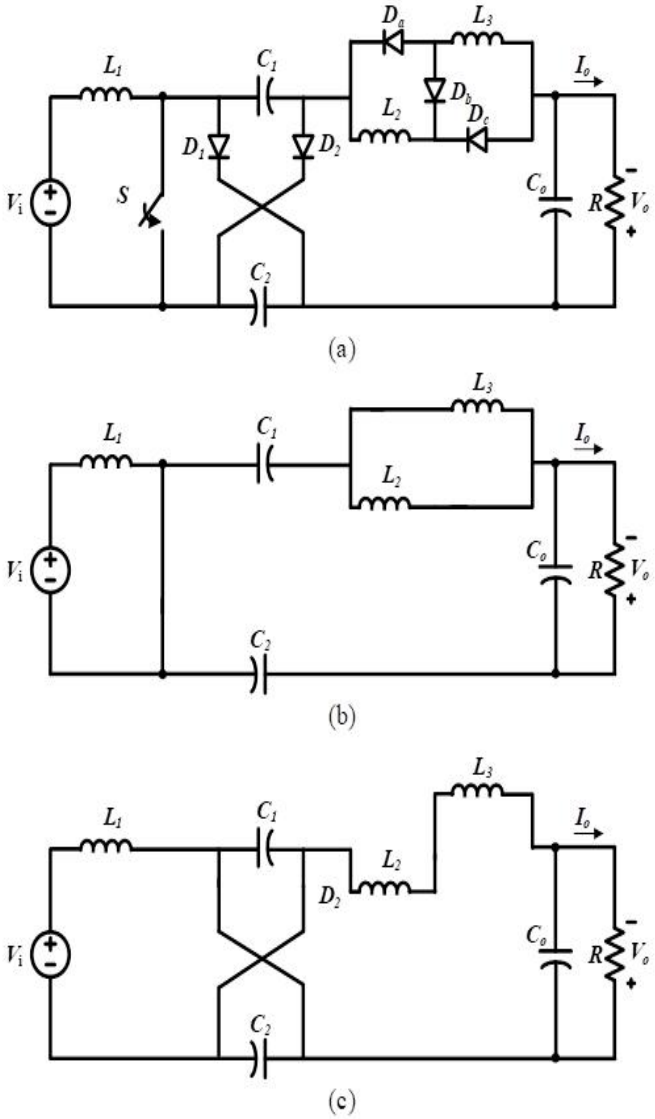


Fig. 17. Switched-capacitor switched-inductor(SC-SL) DC-DC converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

연속전류모드에서의 이상적인 전압 이득은 식 (24)와 같다.

$$V_0 = \frac{1+3D}{1-D^2} V_i \tag{24}$$

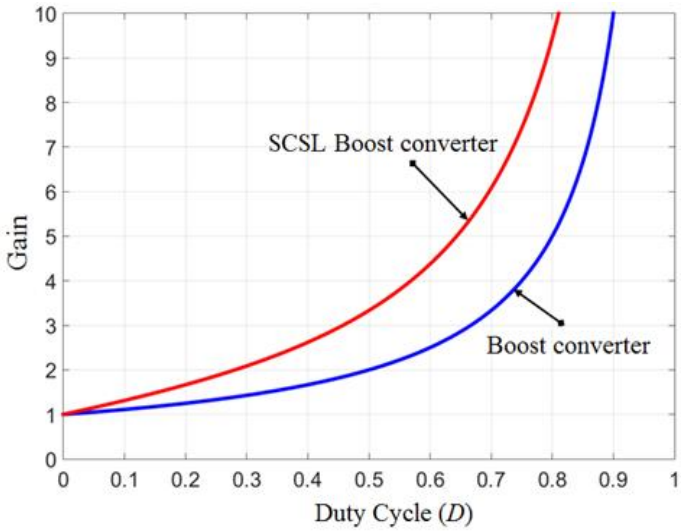


Fig. 18. SC-SL converter and conventional boost converter

스위치드 커패시터, 스위치드 인덕터 셀을 일반적인 부스트 컨버터에 추가하면, 전압 이득이 향상되고, 소자에 가해지는 전압 스트레스가 감소된다.

부스트 컨버터는 더 많은 수의 스위치드 커패시터와 스위치드 인덕터 셀을 사용하여 높은 승압 이득을 얻을 수 있다. SL-SC-SL 컨버터 토폴로지는 출력측 인덕터를 2개의 SL 셀과 1개의 SC 셀로 대체하여 일반적인 축 컨버터로부터 구현할 수 있다. 그림 19에는 SL-SC-SL 축 컨버터 토폴로지를 나타내었다. 축 프로토타입과 비교하여, SL-SC-SL 컨버터 토폴로지가 더 많은 수의 소자를 사용하여야 하나 전압 및 전류 정격은 감소하는 특징이 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

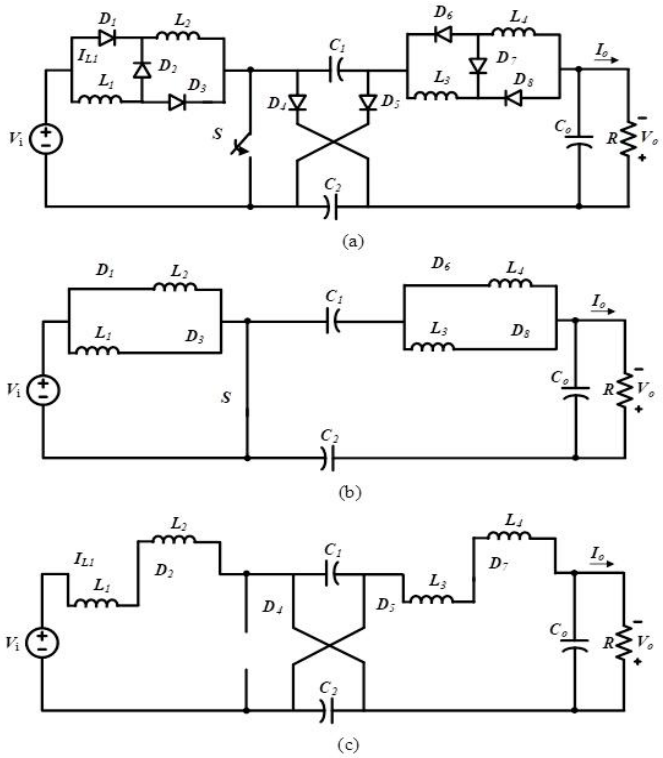


Fig. 19. SL-SC-SL DC-DC converter

스위치 S_1이 도통되어 ON 일 때의 전류 방향을 그림 19(b)에 나타내었다. 인덕터 L_1과 L_2는 다이오드 D_1, D_3 및 스위치 S_1을 통하여 입력전압 V_i에 의해 병렬로 충전된다. 반면, 커패시터 C_1과 C_2의 방전된 에너지와 함께 입력공급전압 V_i는 부하를 공급하고, 다이오드 D_6, D_8 및 스위치 S를 통하여 병렬로 연결된 인덕터 L_3과 L_4를 충전한다. 다이오드 D_2, D_4, D_5 및 D_7은 역방향 바이어스가 인가된다. 인덕터 L_1과 L_2가 동일하기 때문에 이들을 통해 흐르는 전류의 양도 동일하고 동일한 인덕터 L_3과 L_4를 통해 흐르는 전류의 양 역시 동일하며 인덕터 전압은 식 (25)와 같다.

$$\begin{cases} v_{L1(DT)} = v_{L2(DT)} = V_i \\ v_{L3(DT)} = v_{L4(DT)} = 2V_C - V_0 \end{cases} \tag{25}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

스위치 S가 차단되어 Off 일 때의 전류 방향을 그림 19(c)에 나타내었다. 인덕터 L_1과 L_2의 방전된 에너지와 함께 입력공급전압 V_{in}은 병렬로 연결된 커패시터 C_1과 C_2를 충전하며 인덕터 L_3과 L_4의 방전된 에너지는 커패시터 C_1과 C_2를 충전하고, 부하를 공급한다. 다이오드 D_1, D_3, D_6 및 D_8은 역방향 바이어스가 인가된다. 정상상태에 대한 연속전류모드에서의 인덕터 전압은 식 (26)과 같다.

$$\begin{cases} v_{L1(1-DT)} = v_{L2(1-DT)} = \dfrac{V_i - V_C}{2} \\ v_{L3(1-DT)} = v_{L4(1-DT)} = \dfrac{V_C - V_0}{2} \end{cases} \tag{26}$$

C_1과 C_2에 걸쳐 발생한 전압은 식 (27)과 같다.

$$V_C = \frac{1+D}{1-D} V_i \tag{27}$$

연속전류모드에서의 이상적인 전압 이득은 식 (28)과 같다.

$$V_0 = \frac{1+3D}{1-D} V_i \tag{28}$$

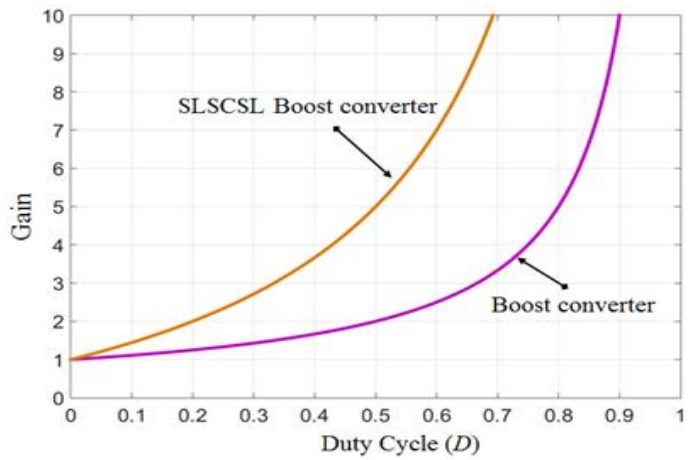


Fig. 20. SL-SC-SL converter and conventional boost converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

C. 전압 리프트 승압 DC-DC 컨버터

1. 단일 스위치 전압 리프트 DC-DC 컨버터

그림 21은 기존의 단일 스위치 전압 리프트 DC-DC 컨버터를 나타낸 것으로 세 개의 커패시터(C_1, C_2와 C_0), 두 개의 인덕터(L_1, L_2), 1개의 스위치(S), 세 개의 다이오드(D_0, D_1과 D_2)와 한 개의 부하(R)로 구성되어 있다.

스위치 S가 연속전류모드에서 온이 되면, 다이오드 D_1과 D_0는 오프, 다이오드 D_2는 온이 되고, 인덕터 L_1은 전원(V_i)과 직접 연결되고, 인덕터 전류는 최저값에서 최고값으로 선형으로 증가하며 인덕터 저장에너지가 증가한다. 이때, 커패시터 C_1과 C_2와 인덕터 L_2는 직렬이 되고, 전원 V_i와 연결되어 인덕터 L_2의 전류는 그 최저값에서 최고값으로 선형으로 증가한다. 그 결과 저장에너지가 증가하고, 커패시터 C_1와 커패시터 C_2의 전압은 각각 감소 및 증가한다. 커패시터 C_0의 전압 역시 감소한다.

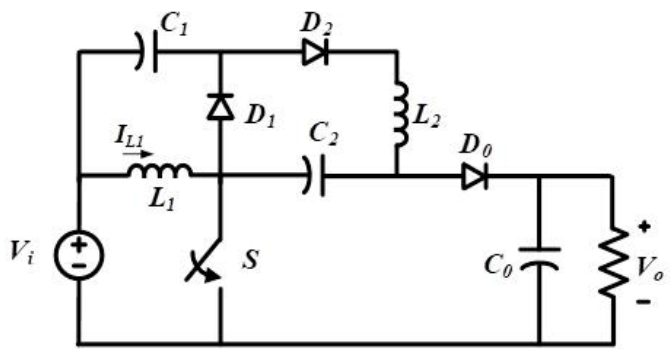


Fig. 21. Conventional voltage-lift DC-DC converter with single switch

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

그림 22(a)는 이때의 등가회로를 나타내고 있다. 스위치 S가 오프되고 다이오드 D_2와 D_0가 도통하며 다이오드 D_1이 차단되는 연속전류모드에서의 (1-D) ·T 의 시간 간격 중 첫 부분에서는, 인덕터 L_1은 커패시터 C_2, C_0와 부하에 연결되어 인덕터 전류와 저장에너지는 점차로 감소한다.

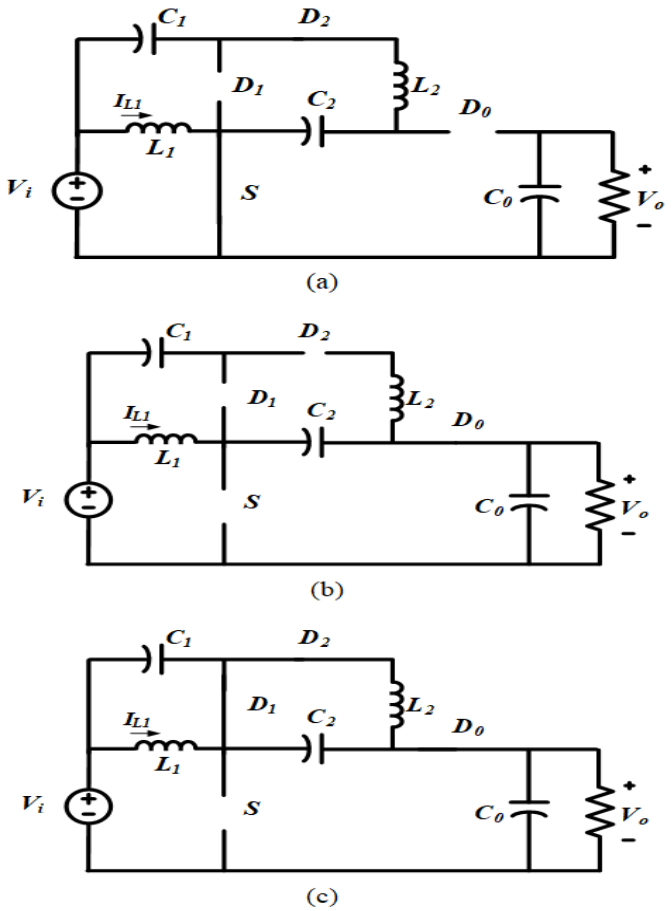


Fig. 22. Operating principle of the conventional voltage-lift DC-DC converter with single switch

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

인덕터 L_2는 커패시터 C_1와 C_0에 연결되며 인덕터의 전류와 저장에너지는 최저값로 떨어진다. 이 경우, 커패시터 C_1, C_2의 전압은 감소하고 커패시터 C_0의 전압은 크게 증가한다. 이때의 컨버터의 등가회로는 그림 22(b)와 같다. (1-D)·T 시간 간격 중 둘째 부분에서는 스위치 S가 오프되고, 다이오드 D_1, D_2, D_0가 도통하며, 인덕터 L_2와 커패시터 C_2의 전류는 부하와 커패시터 C_0에 충전 전류를 공급한다. 그 결과, 인덕터 L_1의 전류와 커패시터 C_2의 전압은 최저값이 된다. 한편 커패시터 C_0의 저장에너지는 최고값이 된다, 이때, 커패시터 C_1은 인덕터 L_1과 병렬이 되어 그 전압이 최고값이 된다. 이 경우, 인덕터 L_1의 전류와 저장에너지는 최저값으로 떨어진다. L_1, L_2, C_1, C_2와의 병렬 경로로 부하 에너지가 만들어지므로, 인덕터들의 전류도 동시에 최저값으로 떨어진다. 이때의 컨버터의 등가회로는 그림 22(c)와 같다. 인덕터 L_1, L_2에 관한 전압은 식 (29)와 같다.

$$\begin{cases} v_{L1(on)} = V_{dc} \\ v_{L1(off)} = V_0 - V_{c2} - V_{dc} \\ v_{L2(on)} = V_{c1} + V_{dc} - V_{c2} \\ v_{L2(off)} = V_{c1} + V_{dc} - V0 \end{cases} \tag{29}$$

식 (29)를 풀면, 출력전압은 식 (30)과 같다.

$$\begin{cases} V_{c1} = V_{c2} = \dfrac{D}{1-D} V_{dc} \\ V_{c0} = V_0 = \dfrac{D}{1-D} V_{dc} \end{cases} \tag{30}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

2. 부전압의 전압 리프트 DC-DC 컨버터

그림 23에는 [17]의 일반적인 부전압의 전압 리프트 DC-DC 컨버터를 나타내었으며 회로는 커패시터(C_1, C_0) 2개, 인덕터(L_1, L_2) 2개, 스위치(S_1, S_2) 2개, 다이오드(D_1, D_2, D_0) 3개와 저항부하(R) 1개로 구성되어 있다. 그림 24(a)와 같이 DT 조건에서는 스위치 S_1이 온이 되고 스위치 S_2가 오프되며 입력전압은 인덕터 L_1에 직접적으로 연결된다. 따라서 L_1의 전류는 최저값에서 최고값으로 선형으로 증가한다. 다이오드 D_0는 도통하고, 두 다이오드(D_1, D_2)는 차단된다. 이에 따라 C_1과 L_2는 직렬로 연결되고 부하에 전류를 공급하고 커패시터 C_0를 충전한다. L_2와 C_1의 저장에너지는 크게 감소한다.

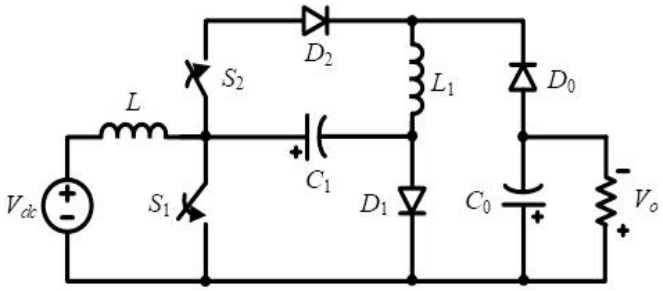


Fig. 23. Conventional voltage-lift DC-DC converter with negative output

$$\begin{cases} V_{L1(on)} = V_i \\ V_{L2(on)} = V_{c1} - V_0 \end{cases} \tag{31}$$

(1-D)·T 조건에서는, 그림 24(b)와 같이, 스위치 S_1은 오프되고 S_2는 온되며, D_1과 D_2는 도통하고 D_0는 차단된다. 인덕터 L_1은 C_1과 L_2에 연결된다. 그 결과, L_1의 저장에너지는 점차 감소하고 C_1과 L_2의 저장에너지는 점차 증가한다. 또 C_1의 전압은 최고값에 도달한다. 여기서 C_0는 방전하여

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

부하에 전류를 공급한다.

$$\begin{cases} V_{L1(on)} = V_i - V_{c1} \\ V_{L2(on)} = V_{c1} \end{cases} \tag{32}$$

KVL에 따르면, 커패시터와 출력의 전압은 식 (33)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} V_{c1} = \dfrac{1}{1-D} V_i \\ V_0 = \dfrac{1}{D(1-D)} V_i \end{cases} \tag{33}$$

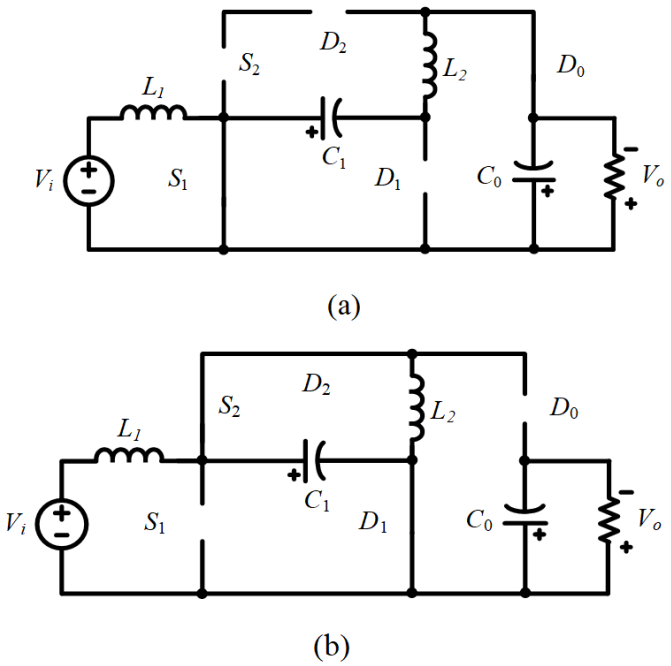


Fig. 24. Operating principle of the conventional voltage-lift DC-DC converter with negative output

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

3. 전압 리프트 DC-DC 컨버터

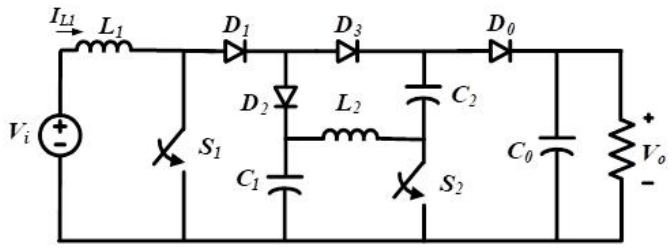


Fig. 25. Conventional voltage-lift DC-DC converter

그림 25에는 기존의 전압 리프트 DC-DC 컨버터[16]를 나타내고 있으며 회로는 인덕터 2개(L_1, L_2), 커패시터 3개(C_1, C_2, C_0), 스위치 2개(S_1, S_2), 다이오드 4개(D_1, D_2, D_3, D_0)와 저항부하(R)로 구성되어 있다. 처음에 스위치 S_1이 DT 시간 간격으로 온이 되고 스위치 S_2가 (1-D)T 시간 간격으로 오프되며, 다이오드 D_0는 온이 되고, 다이오드 D_1, D_2, D_3는 오프된다. 다음으로, 인덕터 L_1이 V_i에 직접 연결되고 저장에너지가 증가한다. 이 경우 인덕터 L_2, 커패시터 C_1과 C_2는 직렬로 연결되어 부하와 커패시터 C_0에 전류를 공급한다. 이 경우, 인덕터 L_1과 L_2의 전압은 식 (34)와 같다.

$$\begin{cases} V_{L1(on)} = V_i \\ V_{L2(on)} = V_{c1} + V_{c2} - V_0 \end{cases} \tag{34}$$

스위치 S_1이 오프되고, S_2가 온되며, 다이오드 D_1, D_2 ,D_3가 도통하고 D_0이 차단될 때, 커패시터C_1, C_2와 인덕터 L_2는 인덕터 L_1에 병렬로 연결된다. 인덕터 L_2와 커패시터 C_1, C_2는 인덕터 L_1에서 충전된다. 인덕터 전압은 식 (35)와 같다.

$$\begin{cases} V_{L1(off)} = V_i - V_{c1} \\ V_{L2(off)} = V_{c1} = V_{c2} \end{cases} \tag{35}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

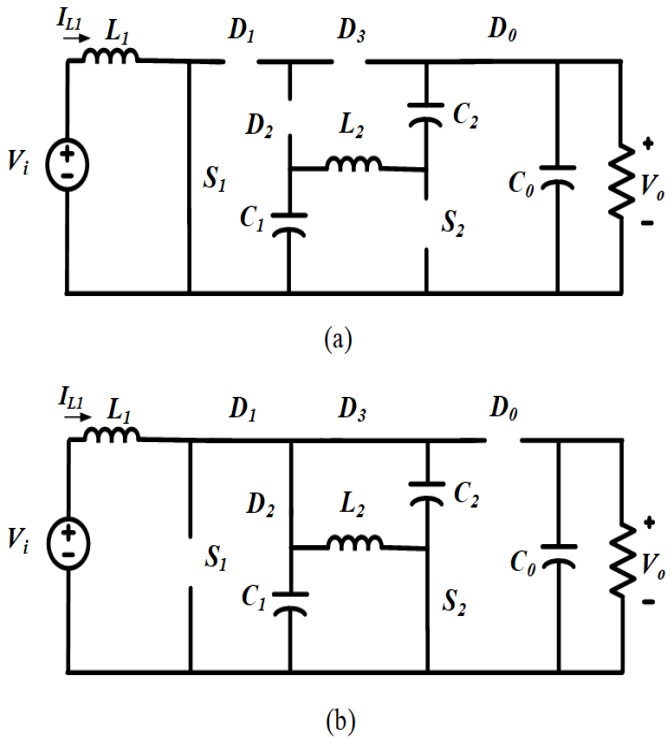


Fig. 26. Operating principle of the conventional voltage-lift DC-DC converter

인덕터 L_1과 L_2를 포함하는 기존의 전압 리프트에 따르면 커패시터와 출력의 전압은 식 (36)과 같다.

$$\begin{cases} V_{c1} = V_{c2} = \dfrac{1}{1-D} V_i \\ V_0 = \dfrac{1+D}{D(1-D)} V_i \end{cases} \tag{36}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅲ. 제안한 고이득 승압 DC-DC 컨버터

A. 스위치드 인덕터 방식의 전압 리프트 DC-DC 컨버터

제안한 스위치드 인덕터 방식의 전압리프트 DC-DC 컨버터는 그림 27에 나타내었으며 1개의 SL 셀(swithed inductor cell; SL cell)), 2개의 스위치(S_1, S_2), 모듈 전압승압단(Modular Voltage Boost Stage: MV-Boost stage L_1, D_1, D_2, C_1), 1개의 다이오드(D_0), 1개의 커패시터(C_0)와 저항부하(R)로 구성된다. 그림 28는 제안하는 컨버터의 연속전류모드에서의 주요 파형을 나타내고 있다. 스위치의 동작은 PWM기법에 의해 제어되며 스위치 S_1과 S_2는 교대로 온, 오프된다. 연속전류모드에서의 회로 분석을 단순화시키기 위해 제안하는 컨버터는 정상상태에서 커패시터와 출력전압은 일정하고, 인덕터, 커패시터, 반도체 소자는 이상적이고 손실이 없다면 전류는 선형으로 증가하고 감소한다.

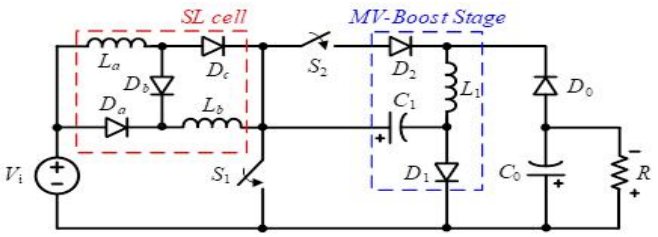


Fig. 27. Suggested DC-DC converter

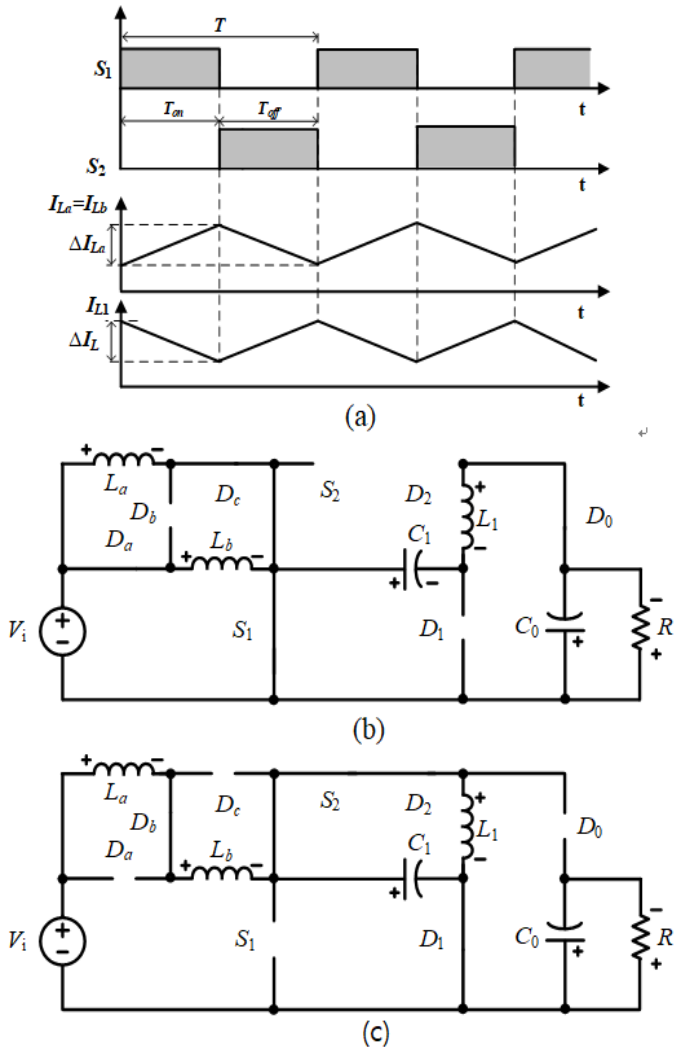
그림 28(a)는 제안하는 컨버터의 주요 파형, 그림 28(b)-(c)는 제안하는 컨버터의 동작 상태를 나타내고 있다.

모드 1 - [0 ≤ t ≤ DT] : S_1이 온된다. 인덕터 L_a는 인덕터 L_2와 병렬로 연결되고 두 인덕터는 충전된다. 커패시터 C_1과 인덕터 L_1은 직렬로 연결된다. 다이오드 D_a, D_c는 순방향 바이어스되고 다이오드 D_b는 역방향

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

바이어스된다. 다이오드 D_0는 순방향 바이어스되고 D_1은 역방향 바이어스된다. 이 모드의 시간 간격은 T_{on}= DT이다. 여기서 D와 T는 각각 스위치 S_1의 듀티 사이클과 스위칭 주기를 의미한다.



(a) Key waveforms (b) State 1 (c) State 2

Fig. 28. Operating modes of the suggested converter

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\begin{cases} L_a \dfrac{di_{L_a}}{dt} = L_b \dfrac{di_{L_d}}{dt} = V_i \\ L_1 \dfrac{di_{L_1}}{dt} = V_{c1} - V_0 \end{cases} \tag{37}$$

모드 2 - [DT < t ≤ T] : S_1 이 오프되고 S_2가 온된다. 인덕터 L_a가 인덕터 L_2에 직렬로 연결되고 두 인덕터는 방전된다. 커패시터 C_1과 인덕터 L_1은 병렬로 연결되고, 다이오드 D_0 는 역방향 바이어스되고 다이오드 D_1 은 순방향 바이어스된다. 이 모드의 시간 간격은 T_{off}= (1-D) ·T 이다. 이 모드 중 인덕터 L_a 과 L_b는 방전되고 커패시터 L_1은 충전된다. 인덕터 전압은 식 (38)과 같다.

$$\begin{cases} L_a \dfrac{di_{L_a}}{dt} + L_b \dfrac{di_{L_d}}{dt} = V_i - V_{c1} \\ L_1 \dfrac{di_{L_1}}{dt} = V_{c1} \end{cases} \tag{38}$$

정상상태에서 인덕터 L_a, L_b, L_1에 volt-sec 평형조건을 적용하면 식 (37)과 (38)에서 식 (39)와 같다.

$$\begin{cases} DV_i + (1-D)(V_i - V_{c1} - V_{L_b}) = 0 \\ DV_i + (1-D)V_{L_b} = 0 \\ D(V_{c1} - V_0) + (1-D)V_{c1} = 0 \end{cases} \tag{39}$$

식 (39)를 식 (37)에 대입하면, 제안하는 컨버터의 커패시터 C_1 과 출력 전압은 식 (40)과 같다.

$$\begin{cases} V_{c1} = \dfrac{1+D}{1-D} V_i \\ V_0 = \dfrac{1+D}{D(1-D)} V_i \end{cases} \tag{40}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

B. 제안한 컨버터의 n-단계 모듈 확장

그림 29에서처럼 제안하는 컨버터는 모듈 전압승압단 (1 인덕터, 1 커패시터, 2 다이오드)을 추가함으로써 n-단계 모듈 부스트 컨버터가 되는 것이 가능하다. 그림 31은 n =1~3 일 때의 전압이득을 나타내고 있다. SL-cell과 2개의 스위치가 있는 n-단계 모듈 부스트 구조로 확장된 전력 회로에서는 모듈 전압승압단에 (n + 1)개의 인덕터, (n + 1)개의 커패시터, (2n + 1)개의 다이오드가 사용된다.

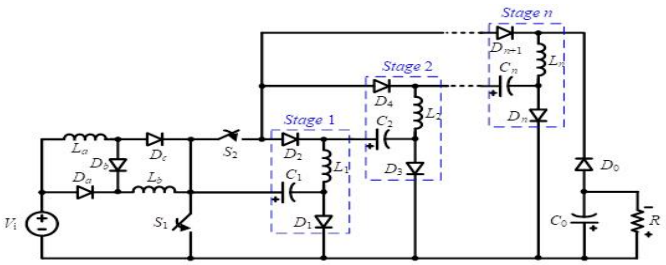


Fig. 29. Suggested converter with n-stages

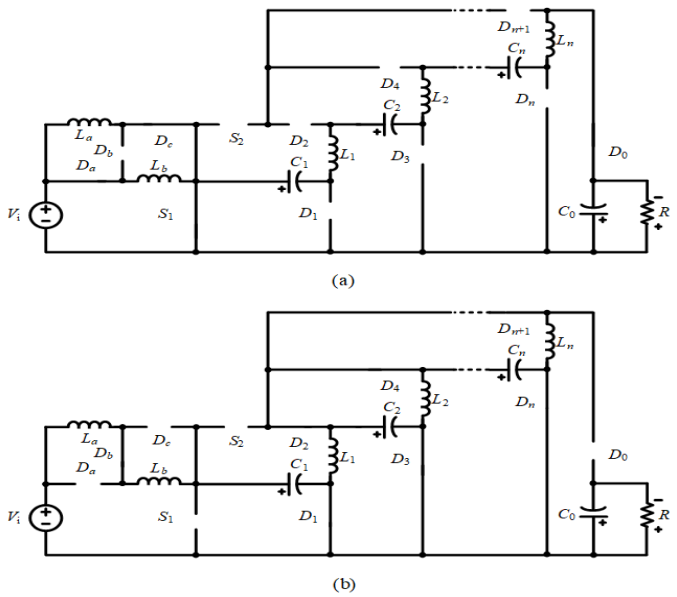


Fig. 30. Operating principle for n-stages

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

S_1이 온, S_2가 오프되고, D_0는 도통되며, D_1, D_2, ..., D_n는 차단된다. L_2, L_3, ..., L_{n+1}과 C_1, C_2, ..., C_n는 직렬 연결된다. n개의 커패시터의 직렬연결은 출력전압 V_0를 증가시킨다. S_1와 S_2가 오프일 때, D_1, D_2, ..., D_n는 순방향 바이어스, D_0는 역방향 바이어스 된다. 연속전류모드에서 n-단계 모듈 컨버터의 전압이득은 식 (41)과 같다.

$$V_0 = \frac{n(1+D)}{D(1-D)} V_i \tag{41}$$

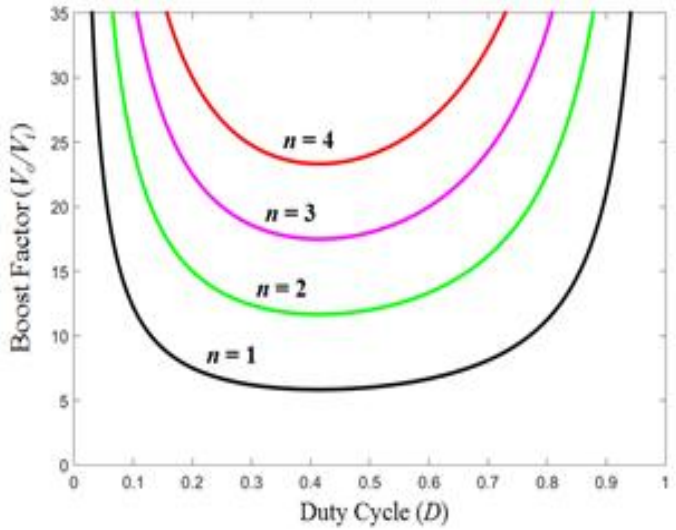


Fig. 31. The voltage gains with n-stages

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

C. 제안한 컨버터의 n-SL 셀 확장

본 논문에서 제안하는 컨버터는 많은 셀을 종속 연결함으로써 전압이득을 높일 수 있다. 셀들의 구조는 그림 32에 제시되어 있다. n번째 셀에는 1개의 인덕터 L_{n+1}과 3개의 다이오드 D_{an}, D_{bn}, D_{cn}가 존재한다. 제안한 n-SL셀에는 n + 1개의 인덕터, 3n개의 다이오드가 사용된다. 스위치 S_1은 DT 동안 온되고, S_2는 (1-D)·T 동안 오프된다. 1개의 SL 셀을 가진 기본적 컨버터에서 D_0, D_1, D_2가 도통하며 D_{an}-D_{cn}은 도통하고 D_{bn}은 오프된다. 이 경우, 모든 인덕터는 병렬로 연결되며 입력전압에 의해 충전된다. 스위치 S_1이 (1-D)T 동안 오프되고, 스위치 S_2가 DT 동안 오프될 때, D_0, D_1, D_2는 1개의 SL 셀을 가진 기본적인 컨버터처럼 온되거나 오프된다. D_{an}-D_{cn}은 차단되고 D_{bn}은 도통된다. 모든 인덕터는 직렬로 연결되며 방전된다. 그림 33에 동작원리를 나타내었으며 그림 33는 n 셀에 대한 전압이득을 나타내고 있다.

컨버터의 연속전류모드에서의 전압이득은 식 (42)와 같다.

$$V_0 = \frac{1+nD}{D(1-D)} V_i \tag{42}$$

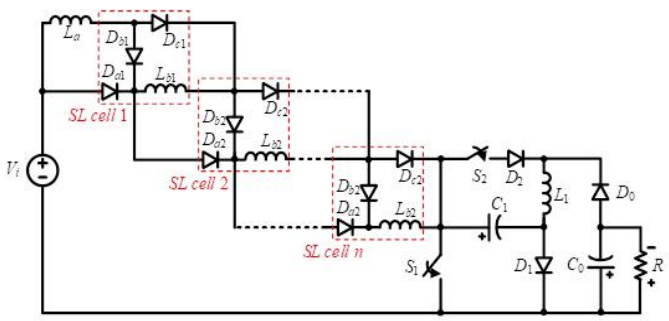


Fig. 32. Suggested converter with multicell of SL

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

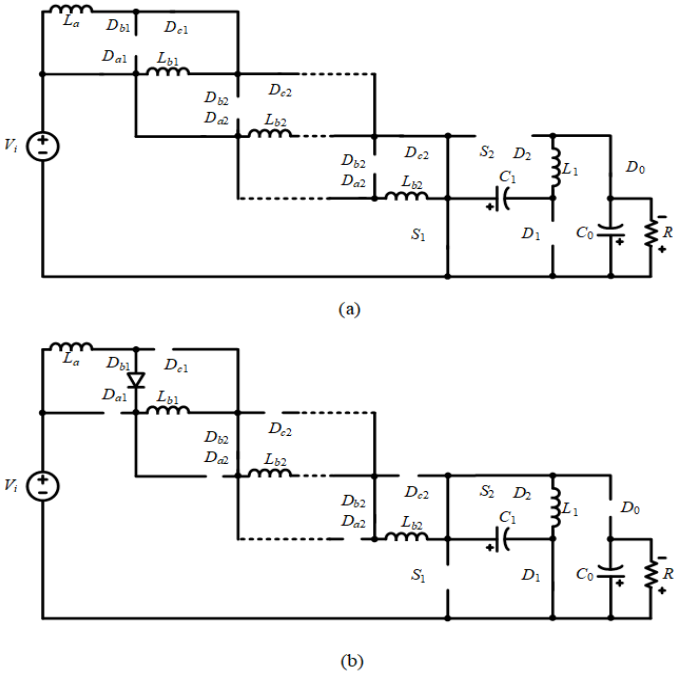


Fig. 33. Operating principle for n-SL cells

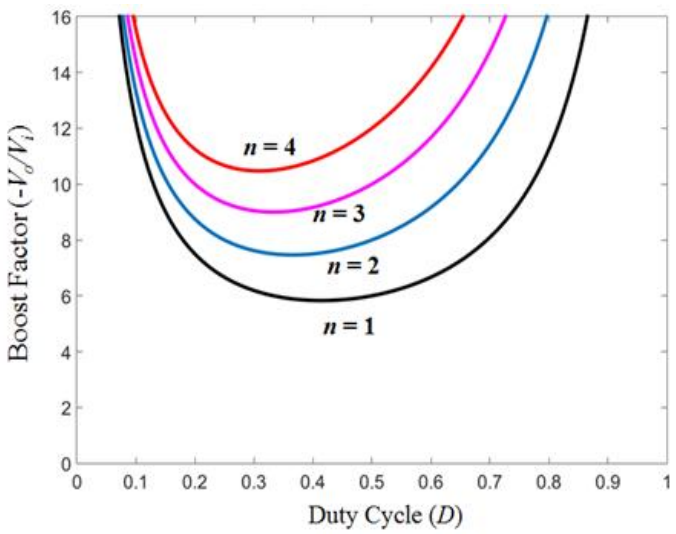


Fig. 34. The voltage gains with n-SL cells

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

D. n-SL 셀, n-단계 모듈 컨버터 확장

n개의 SL셀과 n개의 단계 모듈을 추가하여 전압이득을 높일 수 있다. 스위치드 인덕터 셀은 n번 직렬로 연결되어 SL셀 내 다이오드의 전압스트레스를 감소시키고, n개의 단계는 n번 직렬로 연결되어 전압이득이 기본적 컨버터에 비해 n배 증가한다. n-단계 모듈 컨버터의 연속전류모드에서의 전압이득은 다음 식 (43)과 같다.

$$V_0 = \frac{n(1+nD)}{D(1-D)} V_i \tag{43}$$

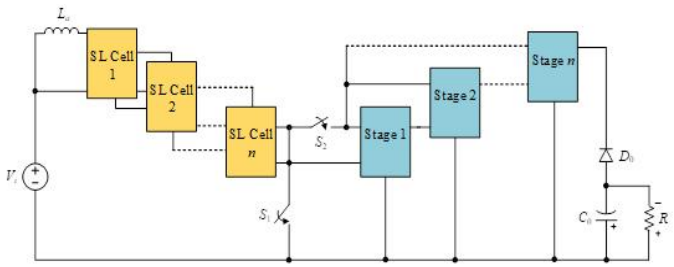


Fig. 35. The voltage gains with multicell of SL and n-stage

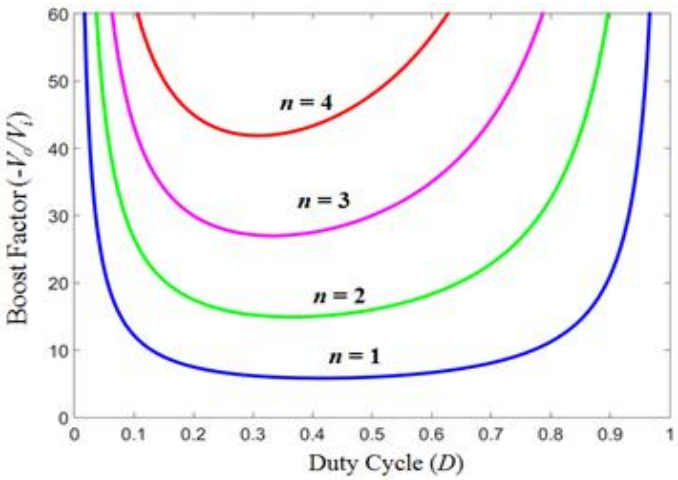


Fig. 36. The voltage gains with n-SL cells and n-stage

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

E. 제안한 컨버터의 제어 알고리즘

DC-DC 컨버터는 임의의 직류전압을 조정 가능한 DC 전압을 가변 부하에 공급한다. 일반적으로 이러한 컨버터는 텔레비전, 배터리 충전기, 수신기, 컴퓨터 & 의료기구, 통신장치, 군장비 등에 널리 응용되고 있다. 벅 & 부스트 컨버터는 주어진 입력 레벨에 따른 출력 레벨의 변화를 기준으로 분류된 2가지 기본적인 유형의 DC-DC 컨버터이다. 다른 모든 토폴로지는 입력 전압을 증가시키거나 감소시키기 때문에, 벅 또는 부스트 컨버터의 다른 형태이거나 이 두 컨버터를 조합한 형태라 할 수 있다. 일반적으로, 아날로그 컨트롤러는 DC-DC 컨버터로부터 제어하여 원하는 출력값을 얻기 위해 사용되었다. 아날로그 제어 시스템은 적절한 시간에 높은 대역폭과 개념상 무한한 해상도를 사용하여 기능하다 [3]. 디지털 제어는 지난 몇 년 동안 DC-DC 스위칭 컨버터와 관련해 그 선호도가 점점 더 높아졌다. 디지털 집적회로의 가격은 꾸준히 감소하고 있는 추세여서, 디지털 제어 기술에 대한 비용은 더 이상 고려 대상이 아니다 [4]. DC-DC 컨버터의 디지털 제어는 이 기술을 활용하여 적응 제어 및 비선형 제어와 같은 고급 제어 알고리즘을 쉽게 실행할 수 있기 때문에 아날로그 제어보다 우수한 성능을 보인다[2]. 컨버터의 이산 모델을 적용하지 않는 직접 디지털 보상기 개발 접근법이 M. Forouzesh 등에 제안되어 있다 [5]. 시스템의 응답은 보상기의 초기 샘플에 의하여 주로 결정되며, 요구되는 응답을 얻기 위해 디지털 PID 템플릿을 조정하는 과정에서 활용된다 [6]. 컨트롤러의 디지털 구현은 더 나은 동적 응답을 목표로 하는 제어기법이 가장 적절하며 최적 시간 응답 또한 컨버터 응용분야에서 많은 관심을 보이고 있다. 시간 최적 응답은 외란에 대하여 순차적인 제어동작을 취하여 시간을 최소화할 수 있도록 한다. 따라서 DC-DC 컨버터의 경우 정확한 시한 펄스 시퀀스를 갖는다. 상태공간 평균화(SSA) 기법은 설계 파라미터를 치환하여 이상적인 폐루프 응답을 도출하는 DC-DC 컨버터의 소신호 전달 함수(SSTF) 계산 시 활용된다. 이러한 과정을 통해 변환기법으

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

로 이산 시간에서의 개방 루프 응답을 얻을 수 있다. 평균화된 연속-시간 모델은 입력으로 스위칭 듀티 사이클을 고려하고, 시스템의 하이브리드 특성으로 인해 직면하게 되는 문제를 회피한다. 상태공간 평균화 기법을 사용하면 연속 전류모드(CCM) 내 벅 컨버터를 수학적으로 나타낼 수 있다.

디지털 제어 DC-DC 컨버터는 전력회로, 아날로그-디지털 컨버터(ADC), 디지털 컨트롤러 및 디지털 PWM으로 구성된다. 디지털 제어 컨버터의 경우, 이산 시간에서 정확한 소신호 전달함수를 유도한다. 이 모델은 제어 루프에서 발생하는 변조효과, 샘플링 및 지연을 고려하여, 이산 시간 모델링에 대한 기지의 접근법과 표준 변환을 적용한다. A/D와 D/A (PWM) 블록의 해상도, 계산 시간 등의 기존 자원을 활용하는 디지털 구현에 대한 관심이 증가하고 있다. 디지털 영역에서 모든 시스템은 신호의 파형과 조화진폭을 변경하기 때문에 디지털 필터로 고려된다. 따라서 디지털 영역에서는 어떠한 설계든 디지털 필터로 구성하는 것이 가능하다. 이산 시스템 모델은 z^{-1}블록 및 이득 블록만 사용하여 구축된다. 부스트 컨버터의 극과 제로는 스위칭 듀티 사이클에 좌우되기 때문에 보드 선도를 통해 유의미한 변화를 확인할 수 있다. 따라서 PID 컨트롤러는 여러 동작점에서 큰 변동에 응답특성이 양호하지 않을 수도 있다. DC-DC 컨버터에 대한 디지털 컨트롤러 파라미터 분석 시, 보드 선도를 통한 온라인 주파수 측정이 조정 알고리즘으로 사용된다.

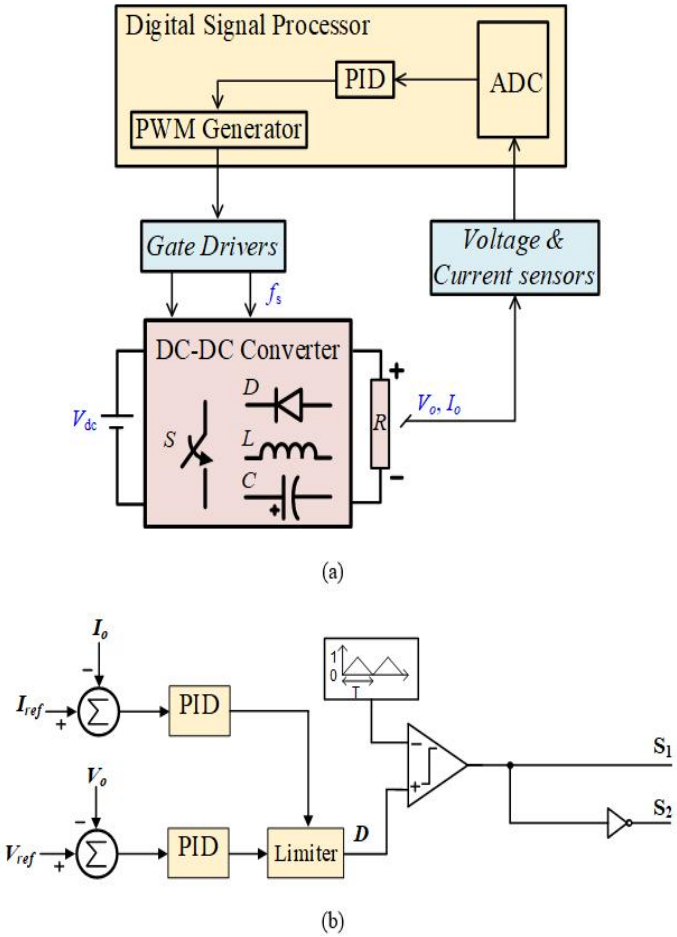
DC-DC 컨버터의 안정성을 높이기 위한 연구가 계속되고 있다. 디지털 제어가 도입되었지만, 지연시간이 발생한다는 단점이 있다. 전압 전류 신호를 읽기 위해서 아날로그를 디지털로 변환시키는 ADC가 사용된다. 현장 프로그래머블 게이트 어레이나 디지털 신호기와 같은 디지털 제어기는 처리시간이 발생하는데, 지연시간은 컨버터의 안정성에 직접 영향을 미친다.

그림 37은 제어되는 부스트 DC-DC 컨버터와 디지털 제어회로의 블록 선도를 보여준다. 여기서 DC-DC 컨버터의 전력회로에는 스위치, 다이오

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

드, 인덕터, 커패시터가 포함된다. 전압전류 센서회로가 출력 전압과 전류를 읽어내고, 이 아날로그 신호들은 디지털 신호처리기에서 디지털 신호로 변환된다. 또 디지털 신호처리기 내 PWM 생성기가 펄스폭 변조 신호를 생성한다.



(a) PID controlled DC-DC converter

(b) Output voltage and current control algorithm

Fig. 37. Block diagram

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

전력회로 내 스위치의 주파수는 f_s이다. 제어계산은 매 샘플링 시 업데이트 된다.

각 디지털 값은 PID 제어와 빠른 PD 제어에서 병렬로 처리된다. 빠른 PD 제어방법은 [38]-[43]에서 고찰되었다. PID 제어는 P, I, D 성분으로 나누어진다. 빠른 PD 제어의 샘플링 주파수는 스위칭 주파수보다 작다. P 제어는 설정값과 환류값을 비교하기 위한 고속 샘플링을 필요로 한다. 이것은 컨버터의 과도반응과 직접적으로 관련되며 계산결과는 샘플링 시 여러 번 업데이트되므로 통상적인 PID 제어방법보다 과도반응에서 성능이 우수하다. PID 방법의 과도응답은 PID 제어의 샘플링 주파수가 낮을 때 선택된다. PID 제어기는 다음 식 (44)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{PID} = K_p(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s) \tag{44}$$

여기서, K_p, T_d, T_i는 각각 비례이득, 제어기의 미분시간, 적분시간이다. 표 1은 지글러-니콜스법의 제어 파라미터를 나타내었다.

Table 1. Control Parameters for the Ziegler-Nichols

제어의 종류	K_p	T_i	T_d
PID	0.6 K_c	0.5 T_c	0.125 T_c

여기서 K_c, T_p, T_c는 비례이득의 임계치, 안정한계에서의 진동주파수, 진동 주기이다. 제어기를 이 과정에 연결시킬 때 적분주기와 미분주기는 0으로 설정된다. 시스템이 진동하기 시작할 때 비례이득이 증가한다. 이때, 비례이득의 임계치 K_c와 진동주기 T_c를 얻을 수 있다. 지글러-니콜스가 제안한 법에 따라, 많은 시뮬레이션과 실험의 결과로 표 1의 값이 얻어졌다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

F. 고이득 승압 컨버터와의 비교

제안하는 컨버터와 기타의 비절연 고이득 승압 DC-DC 컨버터의 비교 결과를 표 2에 나타내었다. 비절연 DC-DC 컨버터[13-15]에 비해, 제안하는 컨버터는 1개 더 많은 인덕터와 다이오드를 사용하였으며, 비절연 컨버터[14]보다 1개 더 적은 스위치와 커패시터를 사용하였다. 제안하는 컨버터는 더 많은 구성 요소를 필요로 하지만, SL셀 내의 인덕터 크기를 줄일 수 있고 더 높은 전압이득을 얻는데 용이하다. 그림 38은 연속전류모드에서의 전압이득을 비교하면 동일한 듀티비에서 제안하는 컨버터의 전압이득이 가장 높음을 알 수 있다.

Table 2. Comparison between the suggested converter and other high boost DC-DC converters

	스위치	인덕터	커패시터	다이오드	전압이득
[13] 참고	2	2	2	2	$\frac{1}{D(1-D)}$
[14] 참고	3	1	3	2	$\frac{1-D+D^2}{D(1-D)}$
[15] 참고	2	2	2	3	$\frac{1}{D(1-D)}$
제안 토폴로지	2	3	2	6	$\frac{1+D}{D(1-D)}$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

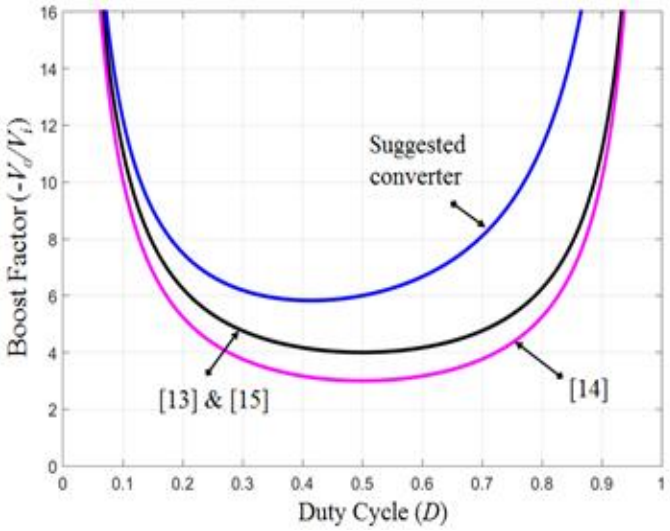


Fig. 38. Comparison of the voltage gains

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅳ. 시뮬레이션

A. 1-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터의 시뮬레이션

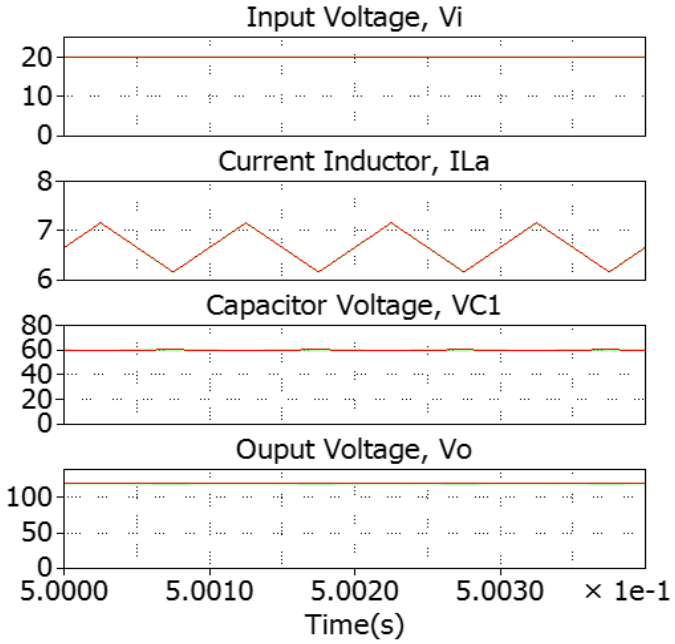
표 3과 같은 파라미터를 적용한 1-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터의 성능을 분석하기 위해 PLECS 소프트웨어를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 39는 전압이득이 6이고, 듀티비 D = 0.5, 입력전압 V_i = 20V일 때의 시뮬레이션 결과 파형을 나타내고 있다. 그림 39(a)에서와 같이, 커패시터 C_1과 C_0의 전압은 각각 60 V와 120 V로 승압되고, 출력전압은 120 V임을 나타내고 있다. 그림 39(a)와 (b)에 나타난 것과 같이, 평균 인덕터 전류 I_{La}, I_{Lb}는 6.7 A이며, 피크-피크 리플전류는 0.7 A이고, 평균 인덕터 전류 I_{L1}은 3.3 A이며 피크-피크 리플전류는 1 A이다. 그림 39(c)에 나타낸 것과 같이 스위치 S_1과 S_2의 전압스트레스는 각각 60 V, 120 V 임을 알 수 있다.

Table 3. List of parameters employing 1-SL cells and 2-stage

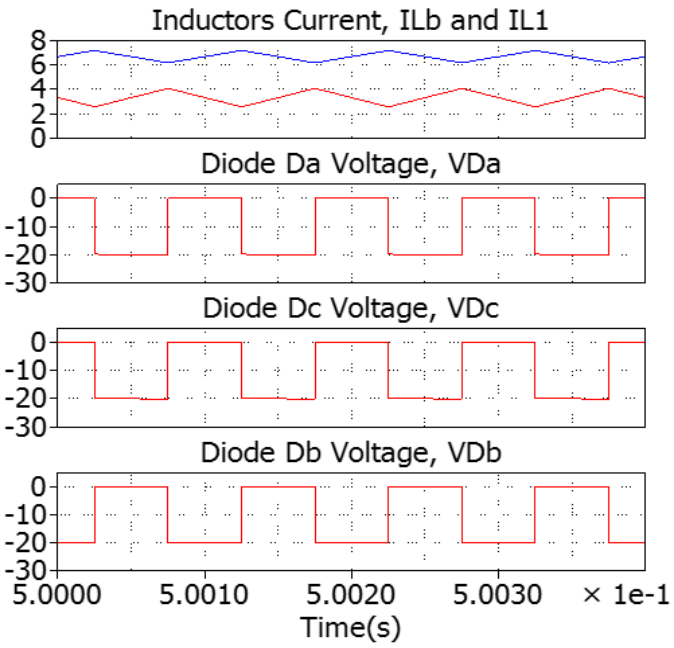
파라미터		값
입력/출력 전압		20 V/120 V
출력 전력		200 W
커패시터 C_1, C_0		330 μF, 220 μF
인덕터	L_a, L_b	1000 μH
	L_1	2000 μH
저항		72 Ω
스위칭 주파수		10 kHz

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



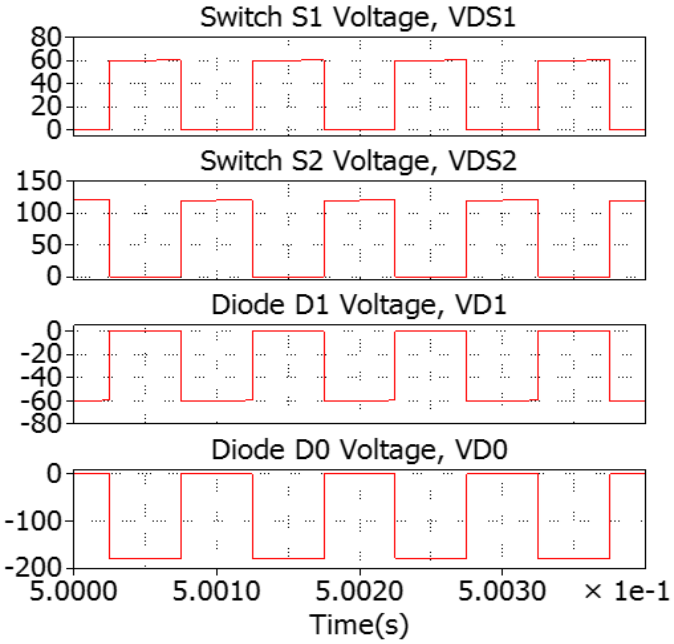
(a) Input voltage, inductor La current, C_1 capacitor voltage, output voltage



(b) Inductors current, and voltage across on diodes D_a, D_b and D_c

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(c) Voltage across on switches S_1 and S_2, voltage across on diodes D_1 and D_0

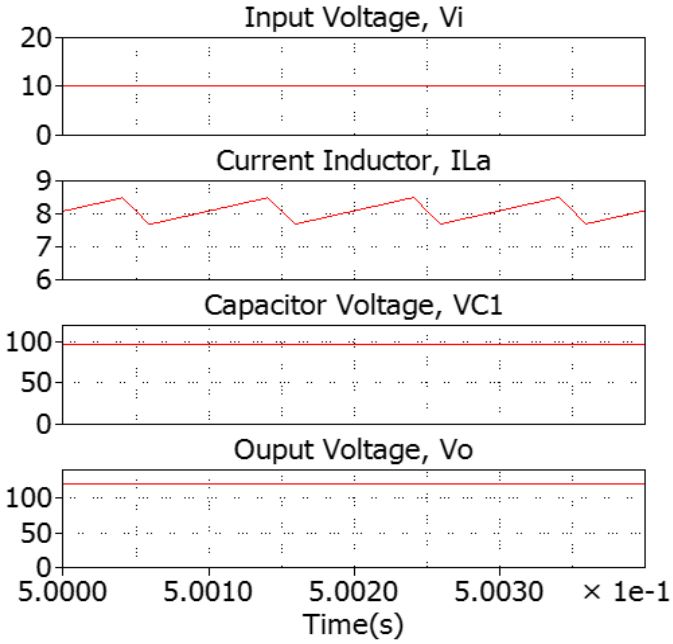
Fig. 39. Simulation waveforms of the suggested converter employing 1-SL cells and 1-stage when V_i = 20 V

그림 40은 전압이득이 12이고, 듀티비 D = 0.814, 입력전압 V_i = 10V일 때 시뮬레이션 수행 결과를 나타내고 있다. 그림 40(a)에서와 같이, 커패시터 C_1과 C_0의 전압은 각각 97 V와 120 V로 승압되고, 출력전압은 120 V임을 나타내고 있다.

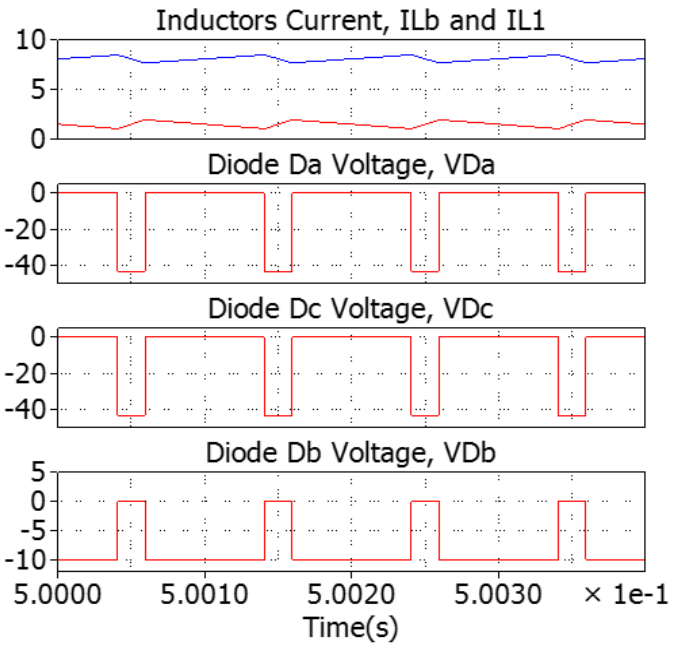
그림 40(a)와 (b)에 나타낸 바와 같이, 평균 인덕터 전류 I_{La}, I_{Lb}는 7.89 A이고 피크-피크 리플전류는 0.82 A인 반면, 평균 인덕터 전류 I_{L1}은 1.47 A이고 그 피크-피크 리플전류는 0.92 A이다. 그림 40(c)에 나타낸 것과 같이 스위치 S_1과 S_2의 전압스트레스는 각각 97 V, 120 V임을 알 수 있다. 표 4와 5는 제안한 1-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터에 관한 전압이득이 각각 6, 12일 때의 전압과 전류의 스트레스를 나타내고 있다. 특히 다이오드 D_2의 전압스트레스는 0과 같다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



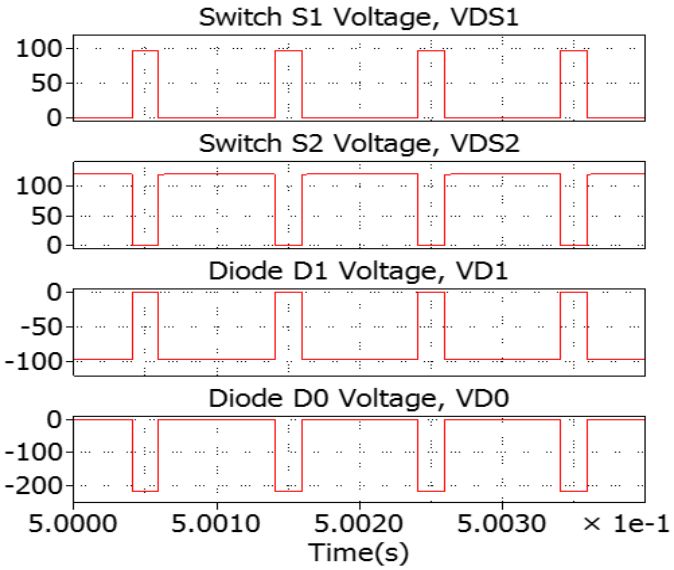
(a) Input voltage, inductor L_a current, C_1 capacitor voltage, output voltage



(b) Inductors current, and voltage across on diodes D_a, D_b and D_c

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(c) Voltage across on switches S_1 and S_2, voltage across on diodes D_1 and D_0

Fig. 40. Simulation waveforms of the suggested converter employing 1-SL cells and 1-stage when V_i = 10 V

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Table 4. Voltage and current stresses of suggested converter employing 1-SL cell and 1-stage with G = 6

		계산값	시뮬레이션값
출력 전압(V_0)		120 V	120 V
커패시터 전압	C_1	60 V	60 V
	C_o	120 V	120 V
다이오드 전압	D_a	20 V	20 V
	D_b	20 V	20 V
	D_c	20 V	20 V
	D_0	180 V	180 V
	D_1	60 V	60 V
	D_2	0 V	0 V
스위치 전압	S_1	60 V	60 V
	S_2	120 V	120 V
인덕터 전류	L_a	4.8 A	4.8 A
	L_b	4.8 A	4.8 A
	L_1	2.4 A	2.4 A

Table 5. Voltage and current stresses of suggested converter employing 1-SL cell and 1-stage with G=12

		계산값	시뮬레이션값
출력 전압(V_0)		120 V	120 V
커패시터 전압	C_1	97.5 V	97.4 V
	C_o	120 V	120 V
다이오드 전압	D_a	43.75 V	43.75 V
	D_b	10 V	10 V
	D_c	43.75 V	43.74 V
	D_0	217.5 V	217.5 V
	D_1	97.5 V	97.5 V
	D_2	0 V	0 V
스위치 전압	S_1	97.5 V	97.5 V
	S_2	120 V	120 V
인덕터 전류	L_a	7.94 A	7.94 A
	L_b	7.49 A	7.49 A
	L_1	1.47 A	1.47 A

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

B. 1-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터 시뮬레이션

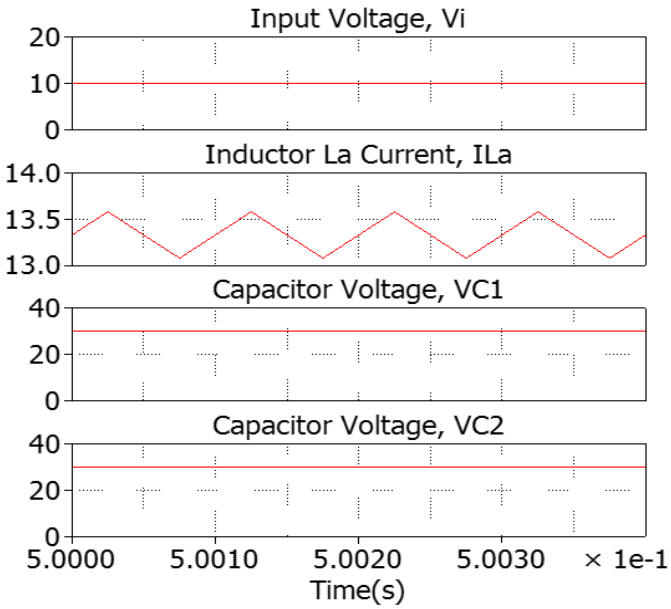
표 6과 같은 파라미터를 적용한 1-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터의 성능을 분석하기 위해 PLECS 소프트웨어를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 41은 전압이득이 12 일 때, 제안하는 1-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 41에 나타난 바와 같이 입력전압 V_i = 10 V일 때 커패시터 C_1과 C_2의 전압은 30 V로 승압되고 출력전압은 120 V를 나타내고 있다. 그림 41(a)로부터, 평균 인덕터전류 I_{La}는 13.3 A, 피크-피크 리플전류는 0.5 A임을 확인할 수 있었다. 그림 41(b)에서와 같이, 스위치 S_1과 S_2의 전압스트레스는 각각 30 V, 120 V이고 그림 41(c)에 나타낸 것과 같이 평균 인덕터전류 I_{Lb1} 는 13.3 A, 피크-피크 리플은 0.5 A 인 반면, 그림 41(d)와 41(e)에서와 같이 평균 인덕터전류 I_{L1}와 I_{L2}은 3.3 A, 피크-피크 리플전류는 0.7 A이다. 그림 41(e)에서와 같이, 다이오드 D_{a1}, D_{b1}, D_{c1}의 전압 스트레스는 10 V, 반면 다이오드 D_0, D_1, D_2, D_3의 전압스트레스는 각각 150 V, 30 V, 60 V, 90 V이다. 그림 42는 제안한 1-SL, 2-단계 모듈 컨버터의 0.2초까지의 스타트업 상태를 나타내고 있으며, 표 7은 전압과 전류의 스트레스를 나타내고 있다.

Table 6. List of parameters for the suggested converter employing 1-SL cells and 2-stage

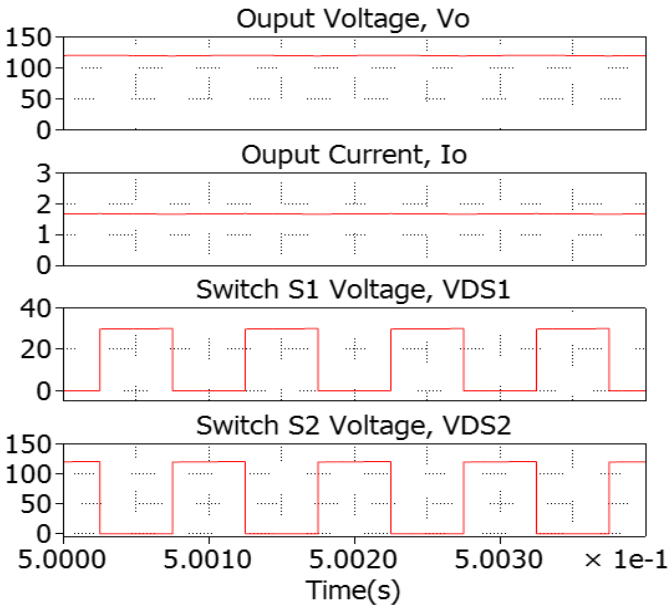
파라미터		값
입력/출력 전압		10 V/120 V
출력 전력		200 W
커패시터	C_1, C_2	330 μF
	C_0	100 μF
인덕터	L_a, L_{b1}	1000 μH
	L_1, L_2	2000 μH
저항		72 Ω
스위칭 주파수		10 kHz

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



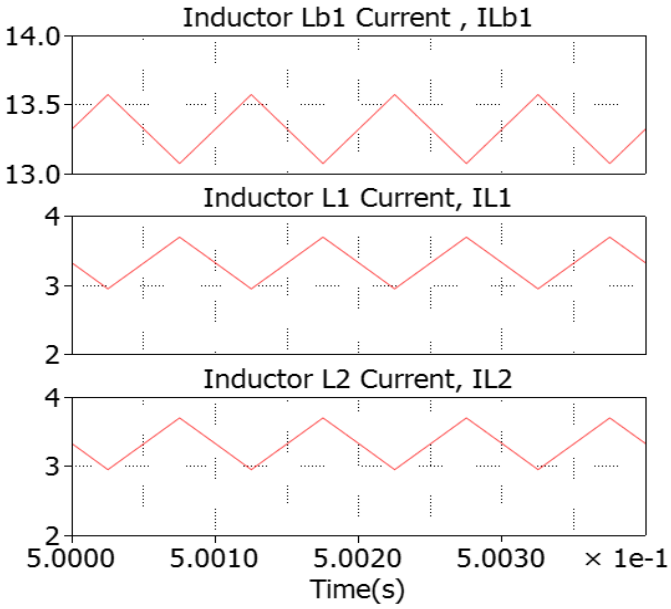
(a) Input voltage, inductor L_a current, C_1 capacitor voltage, and C_2 capacitor voltage



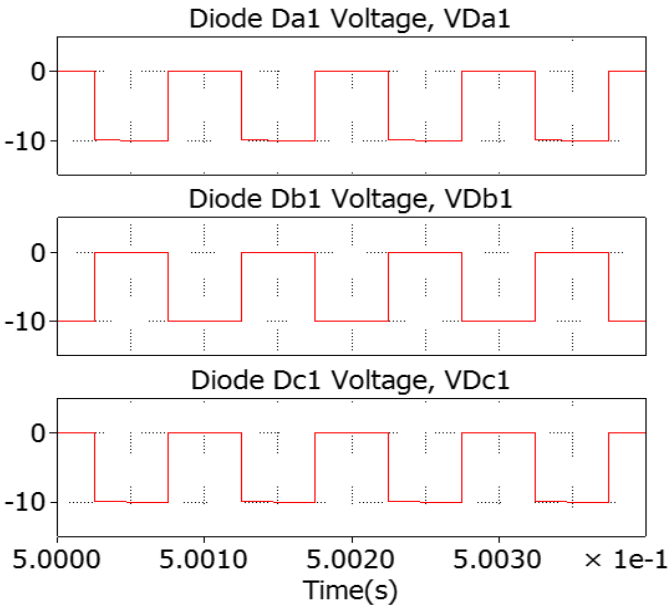
(b) Output voltage, output current, and voltage across on switches S_1 and S_2

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



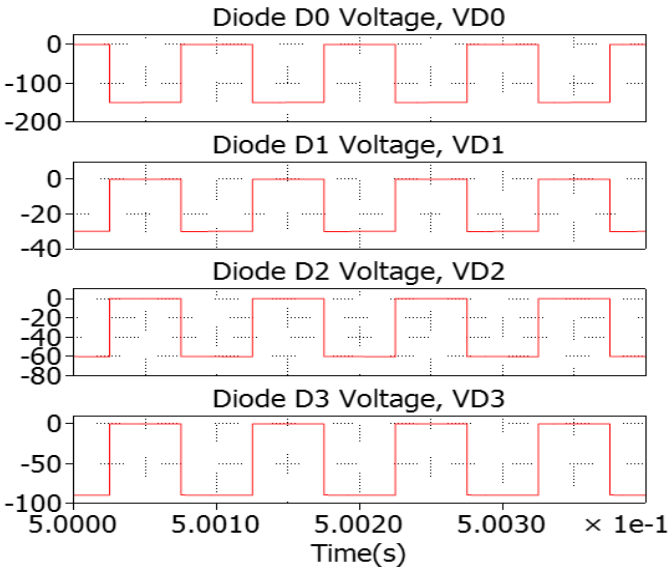
(c) Inductor L_{b1} current, inductor L_1 current and inductor L_2 current



(d) Voltage across on diodes D_{a1}, D_{b1} and D_{c1}

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(e) voltage across on diodes D_0, D_1, D_2 and D_3

Fig. 41. Simulation waveforms of the suggested converter employing 1-SL cells and 2-stage when V_i = 10 V

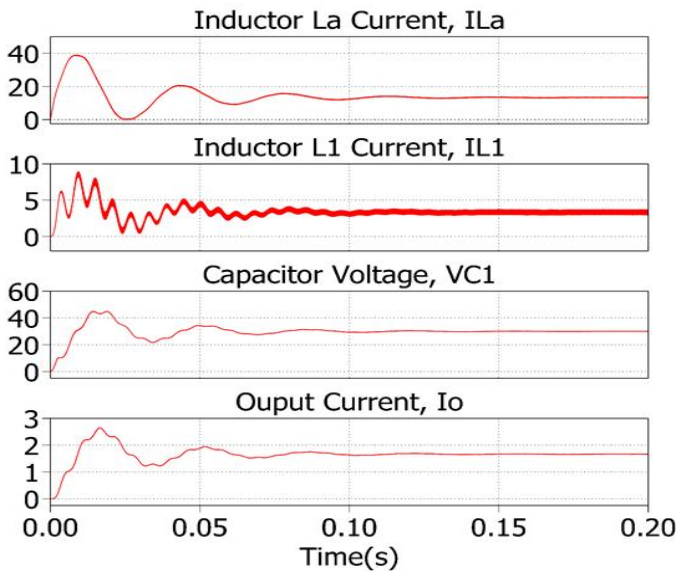


Fig. 42. Simulation waveforms at startup of the suggested converter employing 1-SL cells and 2-stage

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Table 7. Voltage and current stresses of suggested converter employing 1-SL cells and 2-stage with G=12

		계산값	시뮬레이션값
출력 전압(V_0)		120 V	120 V
커패시터 전압	C_1	30 V	30 V
	C_2	30 V	30 V
	C_o	120 V	120 V
다이오드 전압	D_{a1}	10 V	10 V
	D_{b1}	10 V	10 V
	D_{c1}	10 V	10 V
	D_0	150 V	150 V
	D_1	30 V	30 V
	D_2	60 V	60 V
	D_3	90 V	90 V
	D_4	0 V	0 V
스위치 전압	S_1	30 V	30 V
	S_2	120 V	120 V
인덕터 전류	L_a	13.3 A	13.3 A
	L_{b1}	13.3 A	13.3 A
	L_1	3.33 A	3.33 A
	L_2	3.33 A	3.33 A

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

C. 2-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터 시뮬레이션

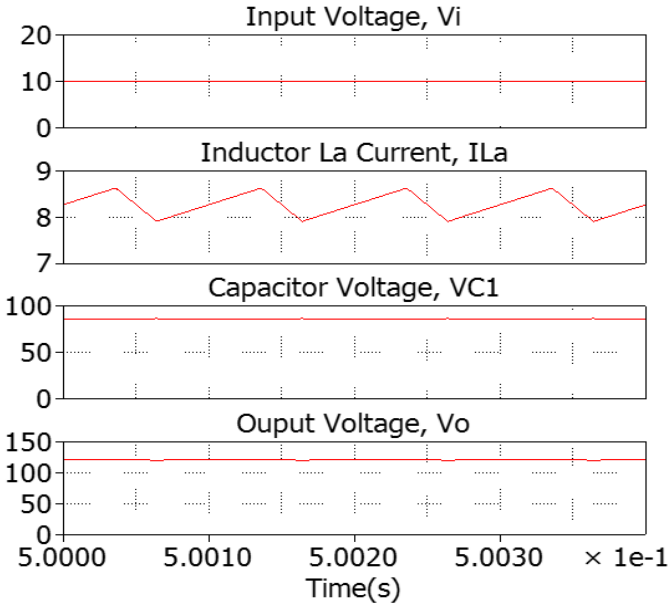
표 8과 같은 파라미터를 적용한 2-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터의 성능을 분석하기 위해 PLECS 소프트웨어를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 43은 전압이득이 12일 때의 제안한 2-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 43(a)에 나타난 바와 같이, 커패시터 C_1 전압과 커패시터 C_0 전압은 각각 86.5 V와 120 V로 증가하고 출력 전압은 120 V임을 알 수 있다. 그림 43(a)로부터, 평균 인덕터전류 I_{La} 는 8.25 A 이고 피크-피크 리플은 0.7 A임을 확인할 수 있다. 그림 43(b)에 나타난 바와 같이, 평균 인덕전류 I_{Lb1}와 I_{Lb1}는 8.25 A 이고 피크-피크 리플은 0.5 A인 반면, 평균 인덕터전류 I_{L1}은 2.33 A이고 피크-피크 리플은 1.1 A이다. 그림 43(c)과 같이 스위치 S_1와 S_2의 전압스트레스는 각각 86.5 V와 120 V이고 그림 43(d)와 같이 다이오드 D_{a1}, D_{b1}, D_{c1}의 전압스트레스는 각각 25.5 V, 10 V, 25.5 V이며 그림 43(c)와 그림 43(e)와 같이 다이오드 D_0, D_1와 D_2의 전압스트레스는 각각 206.5 V, 86.5 V, 0 V 이다. 그림 44는 제안하는 2-SL셀, 1-단계 모듈 컨버터의 스타트업 시 시뮬레이션 파형을 나타내고 있으며 인버터의 스타트업 시간은 0.2초이다. 표 9는 제안한 컨버터에 대한 전압과 전류의 스트레스를 나타내고 있다.

Table 8. List of parameters for the suggested converter employing 2-SL cells and 1-stage

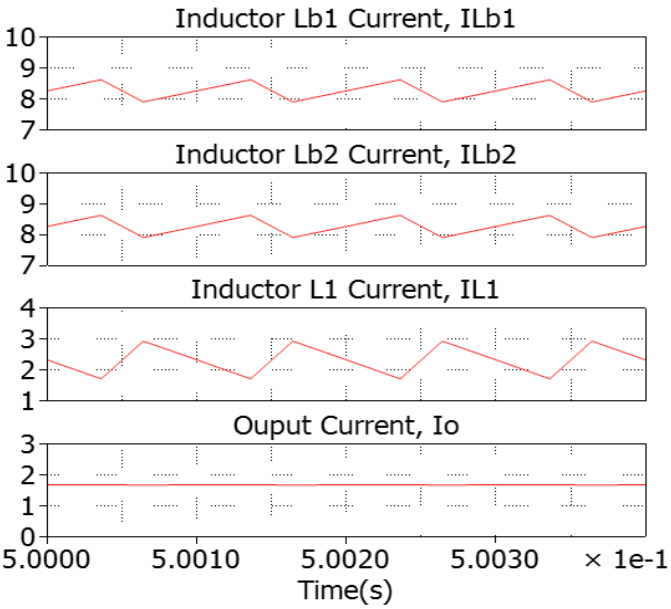
파라미터		값
입력/출력 전압		10 V/120 V
출력 전력		200 W
커패시터	C_1	330 μF
	C_0	100 μF
인덕터	L_a, L_{b1}, L_{b2}	1000 μH
	L_1	2000 μH
저항		72 Ω
스위칭 주파수		10 kHz

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



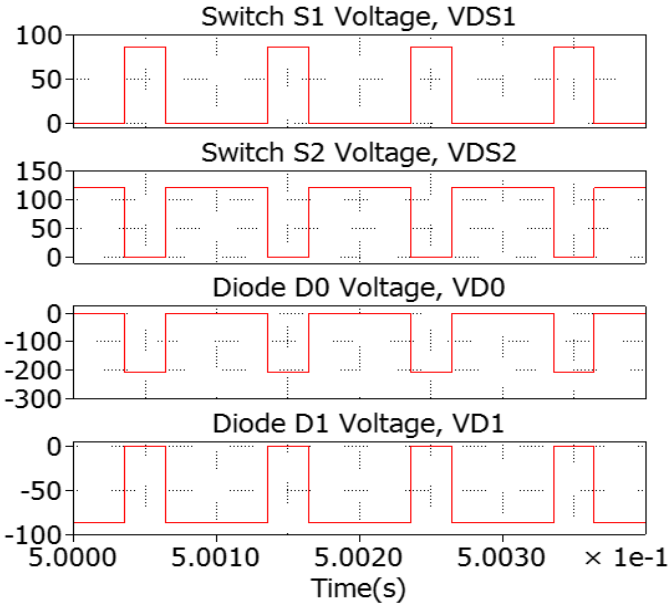
(a) Input voltage, inductor L_a current, C_1 capacitor voltage, and output voltage



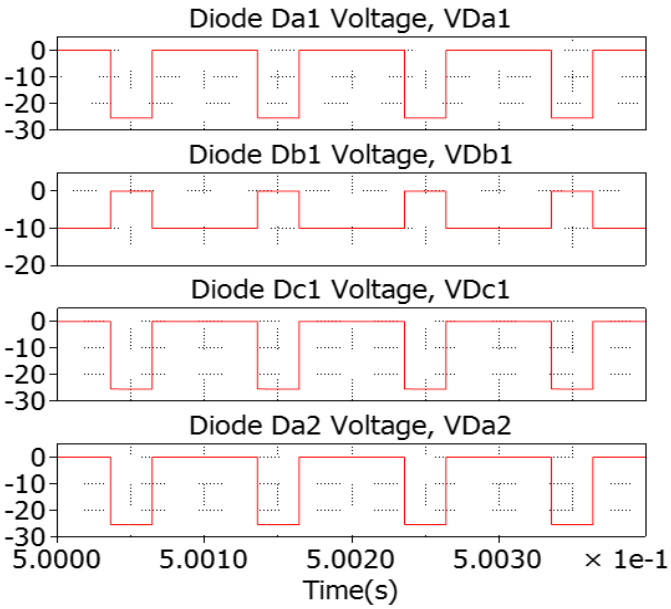
(b) Inductor L_b1 current, inductor L_{b2} current and inductor L_1 current, and output current

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



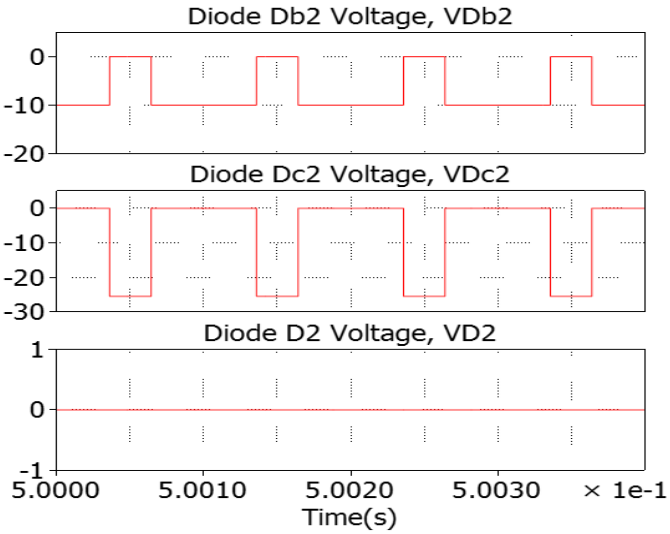
(c) Voltage across on switches S_1 and S_2 and voltage across on diodes D_0, D_1



(d) Voltage across on diodes D_{a1}, D_{b1}, D_{c1}, and D_{a2}

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(e) Voltage across on diodes D_{b2}, D_{c2}, and D_2

Fig. 43. Simulation waveforms of the suggested converter employing 2-SL cells and 1-stage when V_i=10V

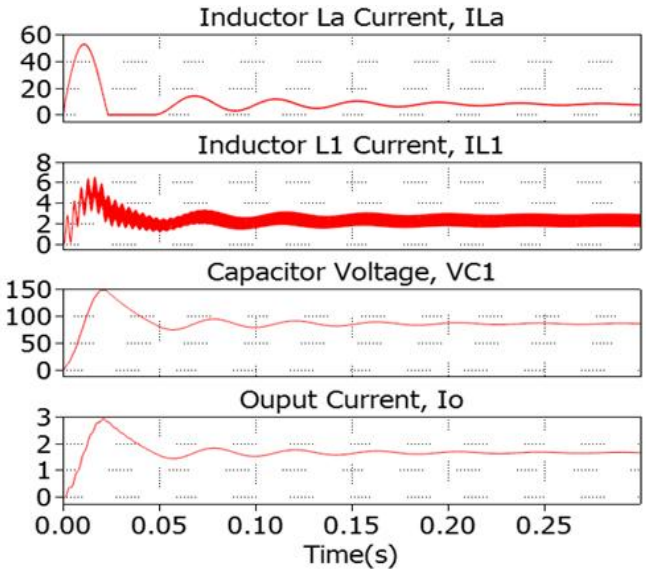


Fig. 44. Simulation waveforms at startup of the suggested converter employing 2-SL cells and 1-stage

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Table 9. Voltage and current stresses of sSuggested converter employing 2-SL cells and 1-stage with G=12

		계산값	시뮬레이션값
출력 전압(V_0)		120 V	120 V
커패시터 전압	C_1	86.5 V	86.5 V
	C_o	120 V	120 V
다이오드 전압	D_{a1}	25.5 V	25.5 V
	D_{b1}	10 V	10 V
	D_{c1}	25.5 V	25.5 V
	D_{a2}	25.5 V	25.5 V
	D_{b2}	10 V	10 V
	D_{c2}	25.5 V	25.5 V
	D_0	206.5 V	206.5 V
	D_1	86.5 V	86.5 V
	D_2	0 V	0 V
스위치 전압	S_1	86.5 V	86.5 V
	S_2	120 V	120 V
인덕터 전류	L_a	8.25 A	8.25 A
	L_{b1}	8.25 A	8.25 A
	L_{b2}	8.25 A	8.25 A
	L_1	2.33 A	2.33 A

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

D. 2-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터 시뮬레이션

표 10과 같은 파라미터를 적용한 2-SL셀, 2-단계 모듈 컨버터의 성능을 분석하기 위하여 PLECS 소프트웨어를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

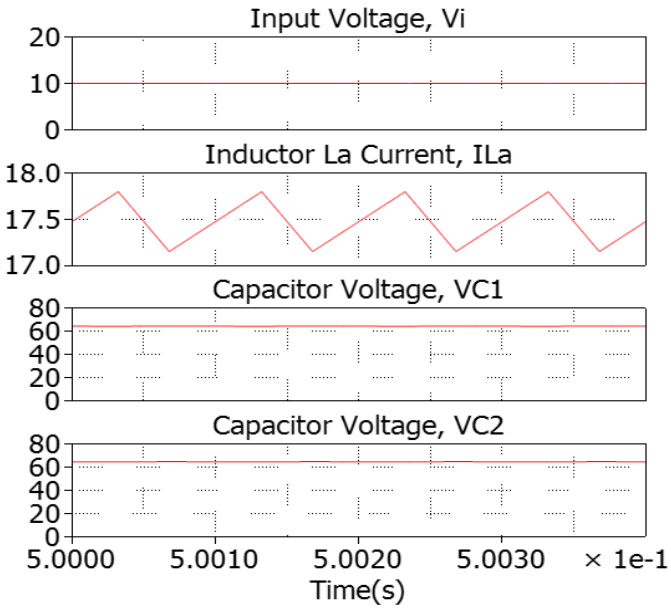
그림 45는 전압이득이 20일 때, 제안하는 2-SL셀, 2-단계 모듈 컨버터의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 45(a)와 45(b)에서 확인할 수 있듯이, 커패시터 C_1 전압과 커패시터 C_2 전압은 64.5 V로 승압되고 출력전압은 200 V이다. 그림 45(a)에서와 같이, 평균 인덕터전류 I_{La}은 17.5 A이고 피크-피크 리플전류는 1.25 A이다. 그림 45(b)에서와 같이, 스위치 S_1과 S_2 의 전압은 각각 65 V와 200V이다. 그림 45(c)를 통해, 평균 인덕터 전류 I_{Lb1} 와 I_{Lb2} 은 17.5 A, 피크-피크 리플 1.25 A 인 한편, 평균 인덕터 전류 I_{L1}와 I_{L2} 은 3 A이고 피크에서 18.15 V임을 확인할 수 있다. 그림 45(f)에서와 같이 다이오드 D_0, D_1와 D_2의 전압은 각각 264.5 V, 64.5 V, 100 V이다. 그림 46은 제안한 2-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터의 스타트업 시 시뮬레이션을 나타내고 있으며 스타트업시간은 0.2초이다. 표 11은 제안한 컨버터에 대한 전압과 전류의 스트레스를 나타내고 있다.

Table 10. List of parameters for the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage

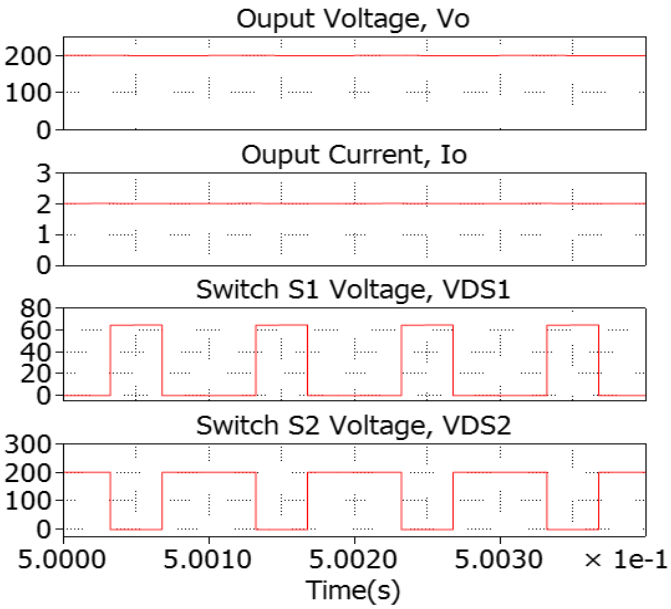
파라미터		값
입력/출력 전압		10 V/200 V
출력 전력		400 W
커패시터	C_1, C_2	330 μF
	C_0	100 μF
인덕터	L_a, L_{b1}, L_{b1}	1000 μH
	L_1, L_2	2000 μH
저항		100 Ω
스위칭 주파수		10 kHz

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



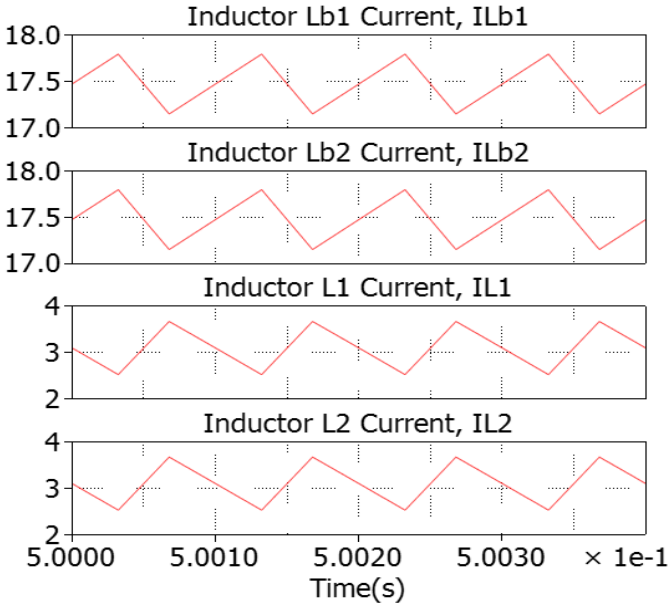
(a) Input voltage, inductor L_a current, C_1 capacitor voltage, and C_2 capacitor voltage



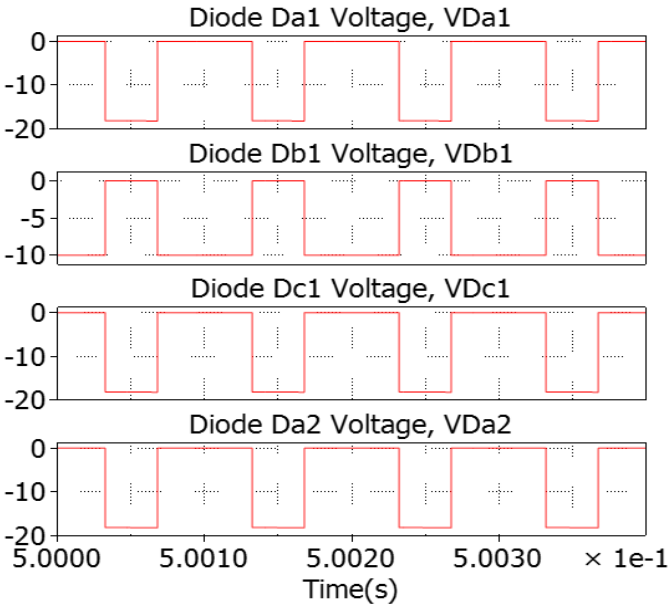
(b) Output voltage, output current, and voltage across on switches S_1 and S_2

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



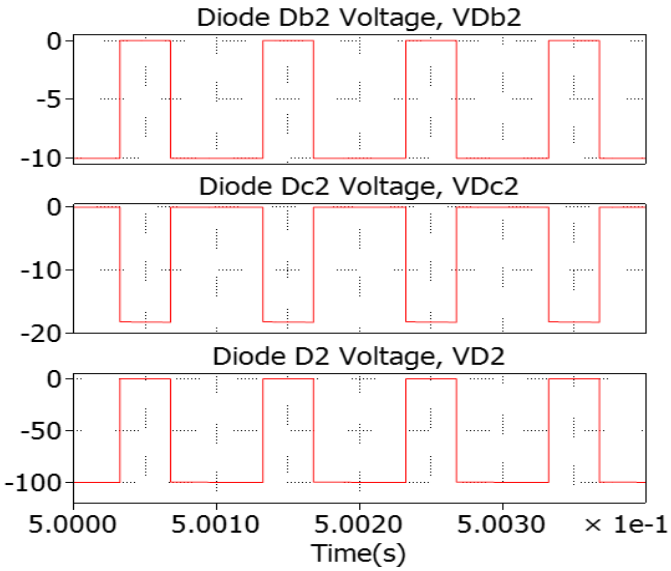
(c) Inductor L_{b1} current, inductor L_1 current and inductor L_2 current



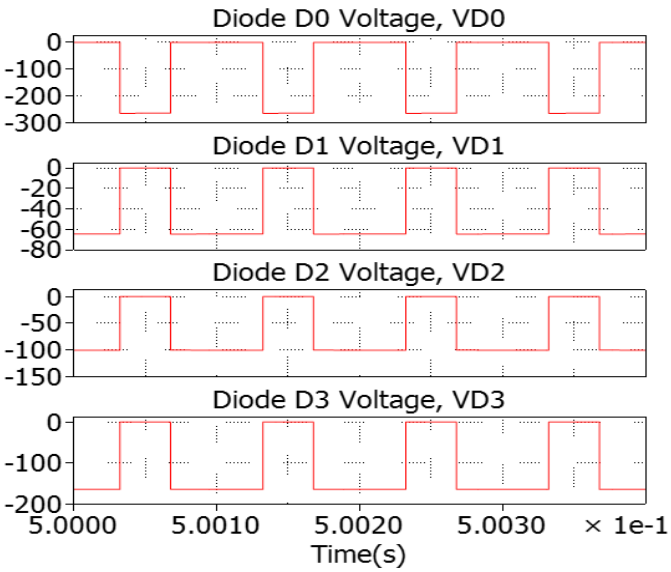
(d) Voltage across on diodes D_{a1}, D_{b1}, D_{c1} and D_{a2}

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(e) Voltage across on diodes D_{b2}, D_{c2}, and D_2 and D_{a2}



(f) Voltage across on diodes D_0, D_1, D_2 and D_3

Fig. 45. Simulation waveforms of the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage when V_i=10V

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

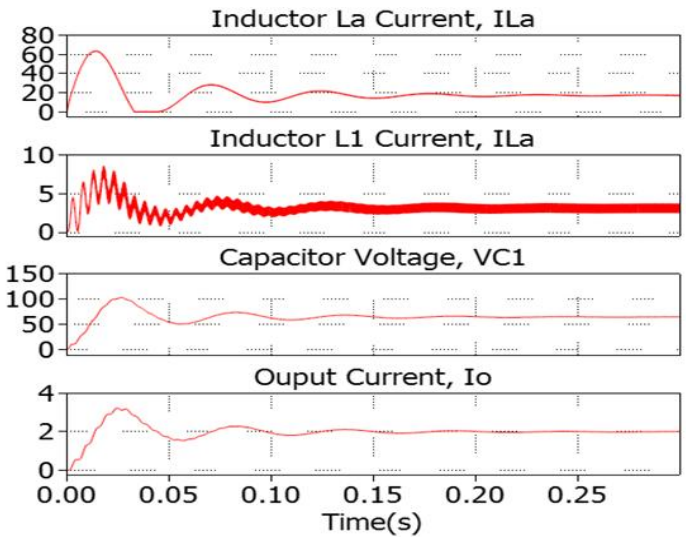
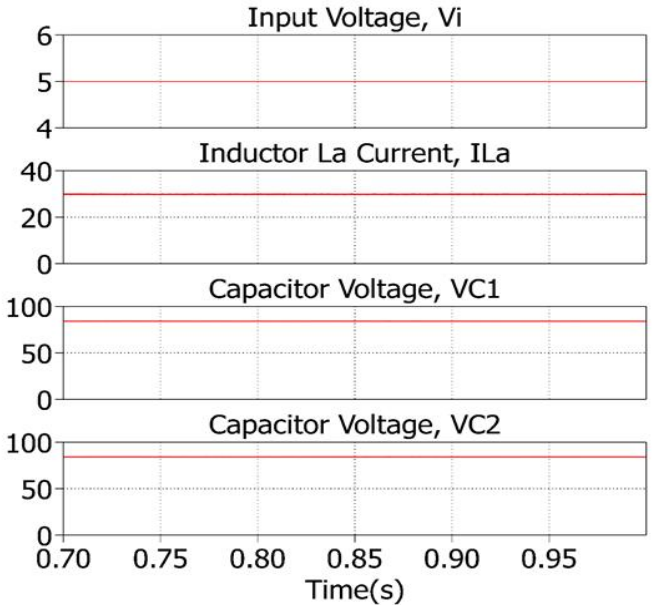


Fig. 46. Simulation waveforms at startup of the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage

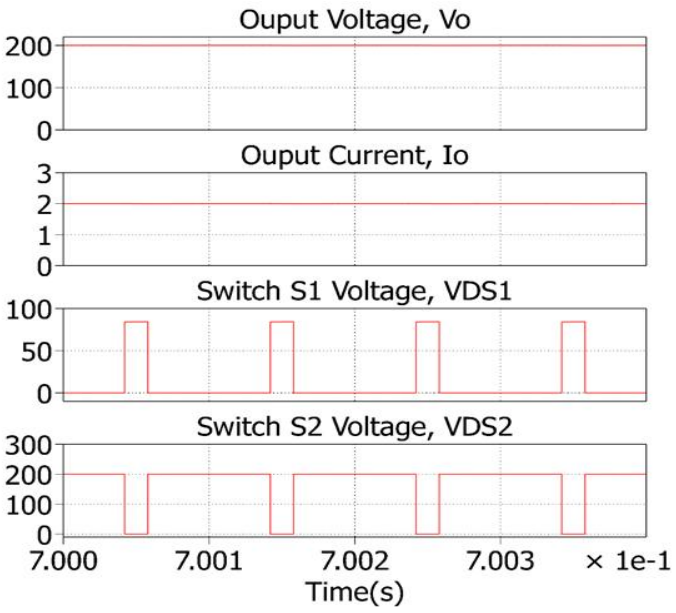
그림 47에는 제안하는 2-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있으며 전압 이득은 40이다. 그림 47(a)와 47(b)에 나타난 것처럼, 커패시터 C_1 전압과 커패시터 C_2 전압은 84V로 승압되었으며 출력 전압은 200V이다. 그림 47(a)에서와 같이, 평균 인덕터 전류 I_{La}는 29.7이고, 피크-피크 리플은 0.5A이다. 그림 47(b)에 나타난 것처럼, 스위치 S_1와 S_2에 걸친 전압 스트레스는 각각 84V와 200V이다. 그림 47(c)에서 알 수 있듯이, 평균 인덕터 전류 I_{L1b}과 I_{Lb2}는 29.7A이고, 피크-피크 리플은 0.5A이며, 평균 인덕터 전류 I_{L1}과 I_{L2}는 2.4 A이고, 피크는 0.5A이다. 그림 47(f)에서와 같이 다이오드 D_0, D_1및 D_2에 걸친 전압 스트레스는 각각 284V, 84V 및 100V임을 알 수 있었다. 그림 48은 제안한 2-SL 셀, 2-단계 모듈 컨버터의 스타트업 시간을 0.3초로 하였을 때의 스타트업 파형을 나타내고 있다. 표 12는 제안한 컨버터에 대한 전압과 전류의 스트레스를 나타내고 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



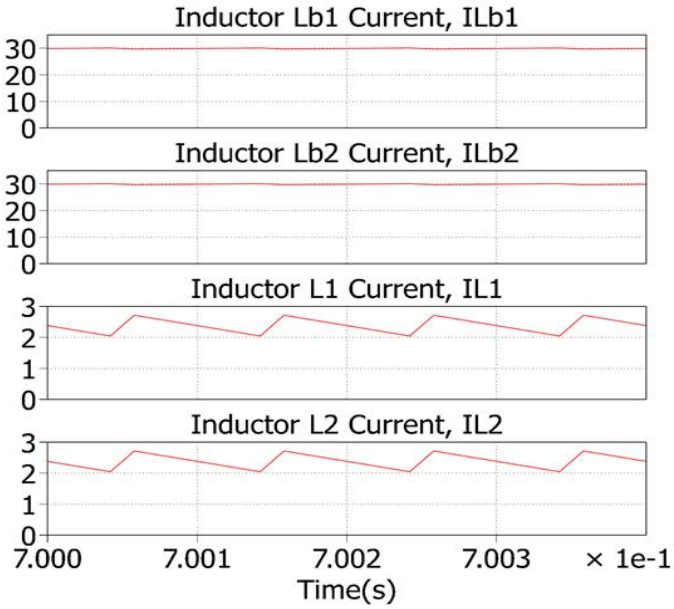
(a) Input voltage, inductor L_a current, C_1 capacitor voltage, and C_2 capacitor voltage;



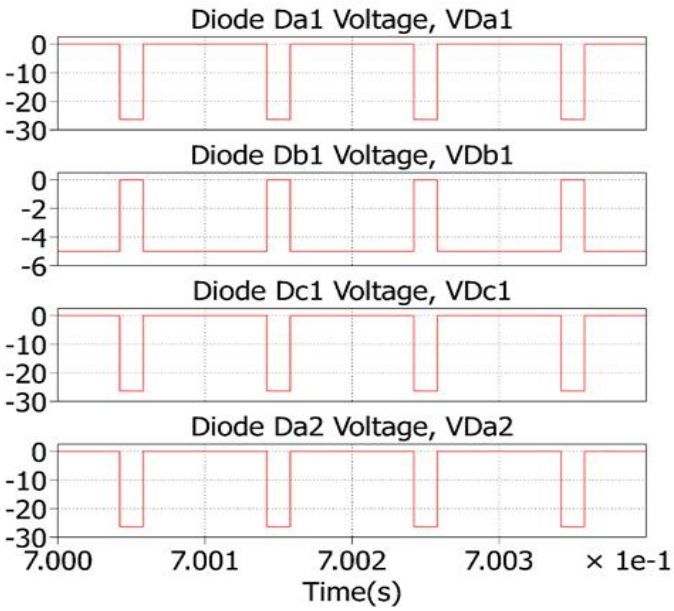
(b) Output voltage, output current, and voltage across on switches S_1 and S_2

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



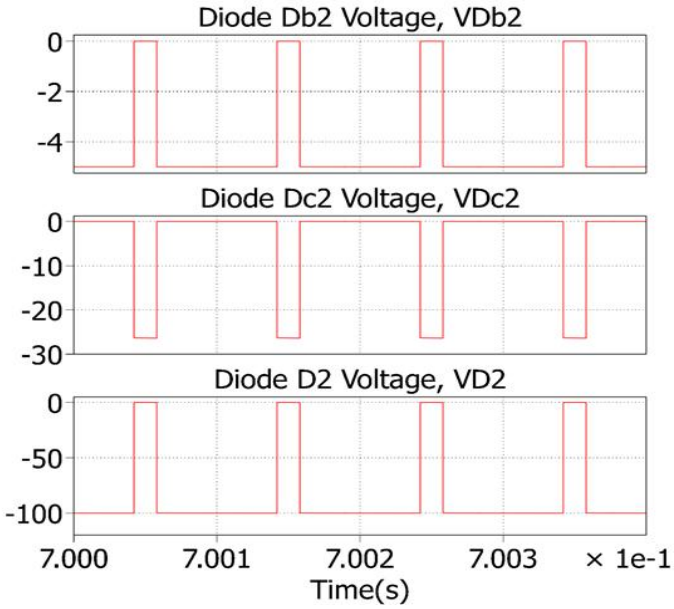
(c) Inductor L_{b1} current, inductor L_1 current and inductor L_2 current



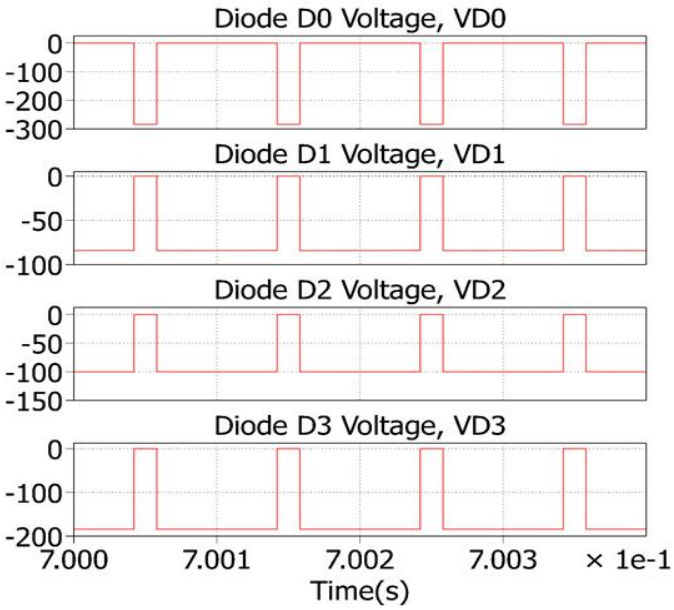
(d) Voltage across on diodes D_{a1}, D_{b1}, D_{c1} and D_{a2}

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(e) Voltage across on diodes D_{b2}, D_{c2}, and D_2 and D_{a2}



(f) Voltage across on diodes D_0, D_1, D_2 and D_3

Fig. 47. Simulation waveforms of the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage when V_i=5V

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

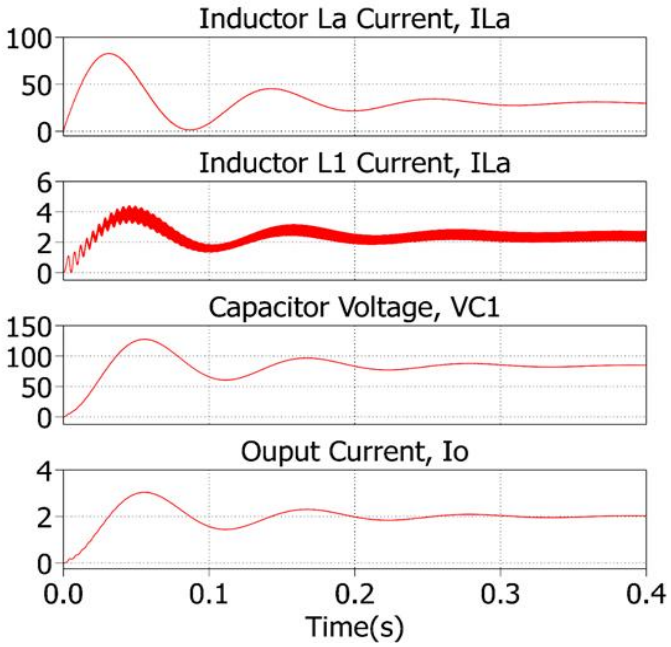


Fig. 48. Simulation waveforms at startup of the suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage at V_i = 5V

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Table 11. Voltage and current stresses of suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage with G=20

		계산값	시뮬레이션값
출력 전압(Vo)		200 V	200 V
커패시터 전압	C_1	64.5 V	64.5 V
	C_2	64.5 V	64.5 V
	C_o	200 V	200 V
다이오드 전압	D_{a1}	18.15 V	18.15 V
	D_{b1}	10 V	10 V
	D_{c1}	18.15 V	18.15 V
	D_{a2}	18.15 V	18.15 V
	D_{b2}	10 V	10 V
	D_{c2}	18.15 V	18.15 V
	D_0	264.5 V	264.5 V
	D_1	64.5 V	64.5 V
	D_2	100 V	100 V
	D_3	164.5 V	164.5 V
	D_4	0 V	0 V
스위치 전압	S_1	64.5 V	64.5 V
	S_2	200 V	200 V
인덕터 전류	L_a	17.5 A	17.5 A
	L_{b1}	17.5 A	17.5 A
	L_{b2}	17.5 A	17.5 A
	L_1	3 A	3 A
	L_2	3 A	3 A

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Table 12. Voltage and current stresses of suggested converter employing 2-SL cells and 2-stage with G=40

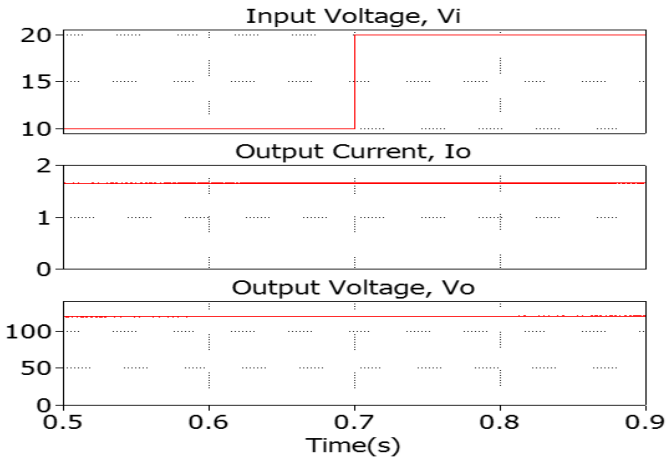
		계산값	시뮬레이션값
출력 전압(V_o)		200 V	200 V
커패시터 전압	C_1	84 V	84 V
	C_2	84 V	64.5 V
	C_o	200 V	200 V
다이오드 전압	D_{a1}	26.4 V	26.4 V
	D_{b1}	5 V	5 V
	D_{c1}	26.4 V	26.4 V
	D_{a2}	26.4 V	26.4 V
	D_{b2}	5 V	5 V
	D_{c2}	26.4 V	26.4 V
	D_0	287.8 V	287.8 V
	D_1	85 V	85 V
	D_2	100 V	100 V
	D_3	186 V	186 V
	D_4	0 V	0 V
스위치 전압	S_1	84 V	84 V
	S_2	200 V	200 V
인덕터 전류	L_a	29.7 A	29.7 A
	L_{b1}	29.7 A	29.7 A
	L_{b2}	29.7 A	29.7 A
	L_1	2.4 A	2.4 A
	L_2	2.4 A	2.4 A

Collection @ chosun

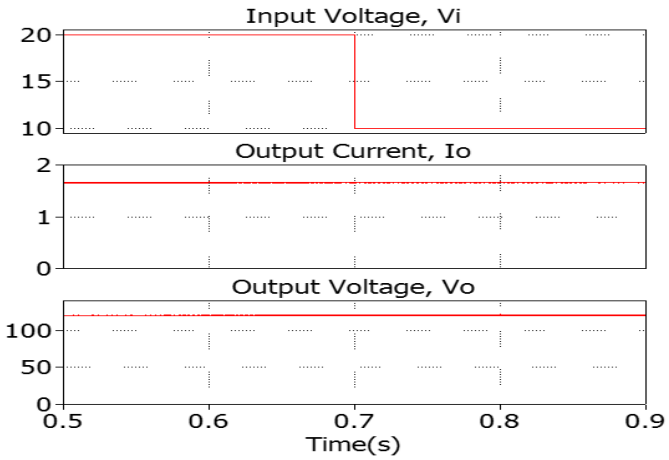
조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

E. 컨버터의 동적 특성

그림 49는 입력전압이 갑자기 변할 때 제안하는 컨버터의 동적 특성을 나타낸 것으로 입력전압이 10 V에서 20 V로 변할 때 부하전압은 120 V로 일정하게 유지되고, 그 역 또한 성립됨을 알 수 있었다.



(a) Input voltage is suddenly increased from 10 V to 20 V



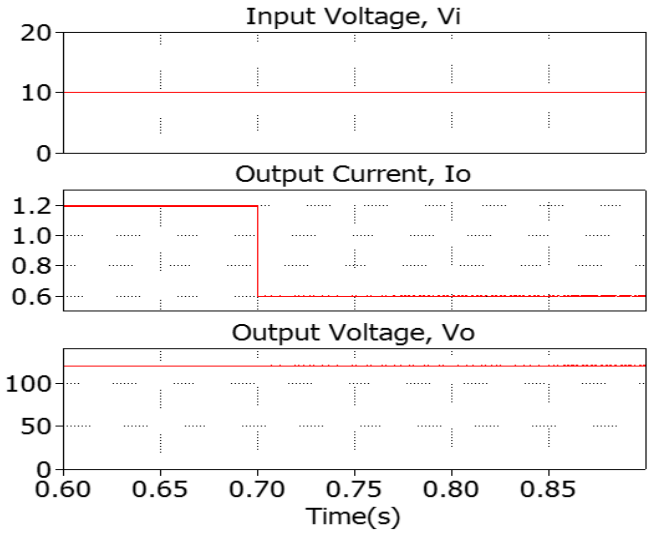
(b) Output power is suddenly reduced from 20 V to 10 V

Fig. 49. Simulation waveforms of the suggested converter when input voltage is suddenly changed

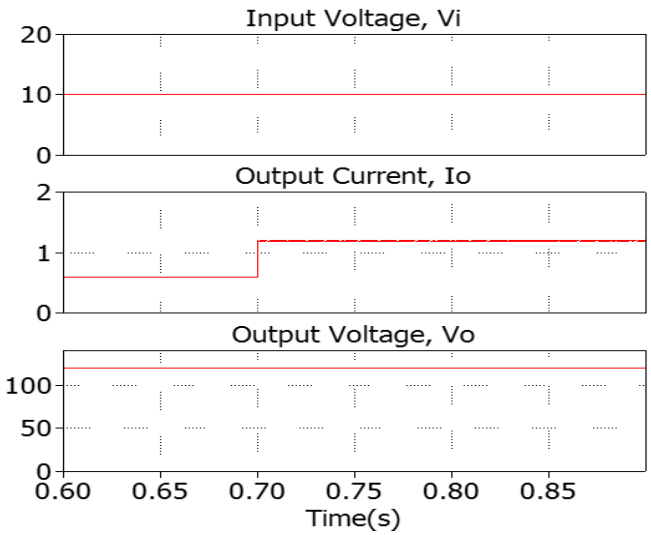
Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

그림 50은 부하 급변 시 제안하는 컨버터의 동적 특성을 나타낸 것으로 부하가 72 W에서 144 W로 변하거나, 역의 경우에라도 출력전압이 120 V로 일정함을 알 수 있었다.



(a) Output power is suddenly increased from 72 W to 144 W



(b) Output power is suddenly reduced from 144 W to 72 W

Fig. 50. Simulation waveforms of the suggested converter when load is suddenly changed

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅴ. 실 험

제안한 1-SL셀, 1-단계 모듈 컨버터의 타당성을 검증하기 위하여 시제품을 제작하고 연속 입력전류 모드에서 실험하였다. 그림 51은 시제품의 사진을 나타내고 있으며 표 13은 시제품의 파라미터를 나타내었다. 스위치드 인덕터(switched-inductor) 셀 내 두 개의 인덕터는 1 mH이고 3개의 다이오드는 STTH3002C를 사용하였고 스위치 S_1과 S_2로 2개의 MOSFET는 IXTR48P20P를 사용하였다. 인덕터 L_1는 2 mH, 커패시터 C_1는 220 μF이며 다이오드 D_0, D_1와 D_2는 STTH3002C를 사용하였고 PWM 신호는 2개의 MOSFET S_1와 S_2에 대해 Texas Instrument의 TMS320F28027 디지털신호처리기로 생성하였다.

입력전압은 10 V~ 20 V이고, 부하저항 150 Ω 와 300 Ω 에 대해 120 V의 출력전압이 사용되었다. 스위칭 MOSFET의 동작주파수는 10 kHz이다.

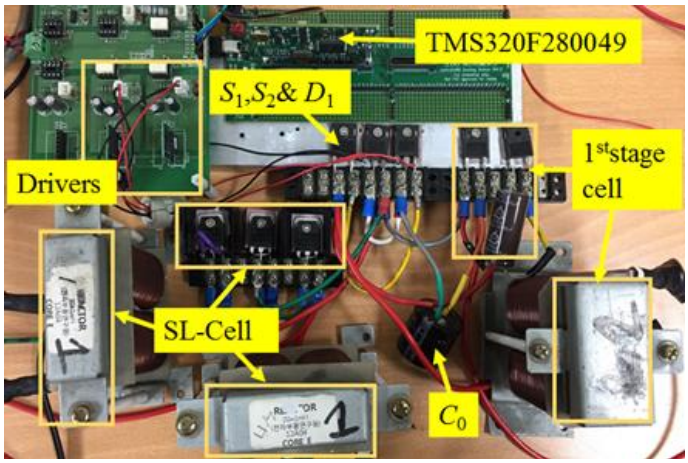


Fig. 51. Prototypal photograph

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

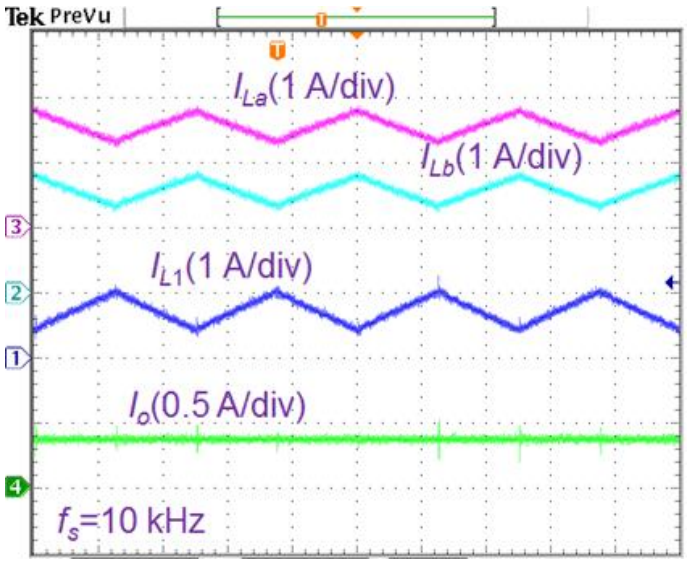
Table 13. List of parameters for experiment

파라미터		값
입력 DC 전압(V_i)		10 V - 20 V
출력 전압(V_o)		120 V
저 항		150 - 300 Ω
인덕터	L_a=L_b	1 mH
	L_1	2 mH
커패시터	C_1	220 μF/200 V
	C_0	330 μF/200 V
동작 주파수(f_s)		10 kHz
MOSFETs(S_1, S_2)		IXTR48P20P
다이오드(D_a-D_b-D_c-D_0-D_1-D_2)		STTH3002C

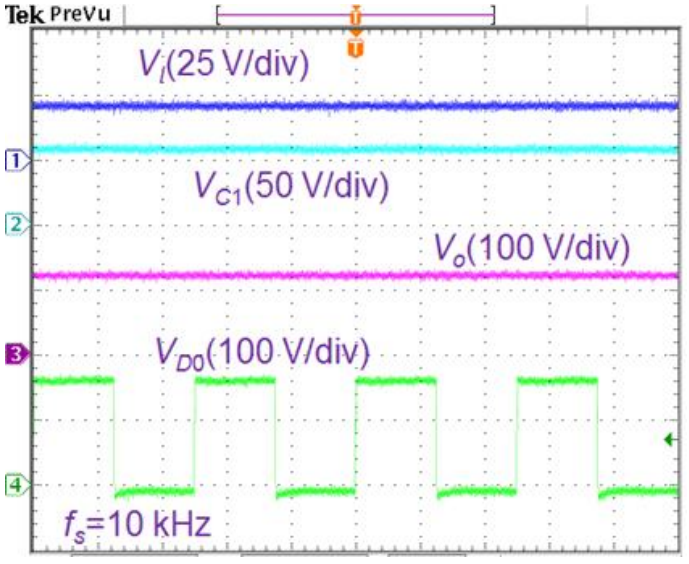
Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

A. 1-SL, 1-단계 컨버터 실험(G = 6 일 때)



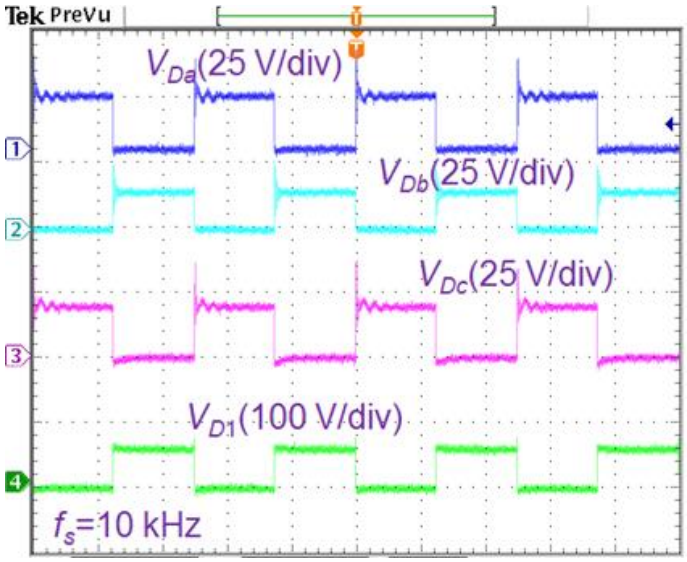
(a) Inductors L_a, L_b and L_1 current and load current



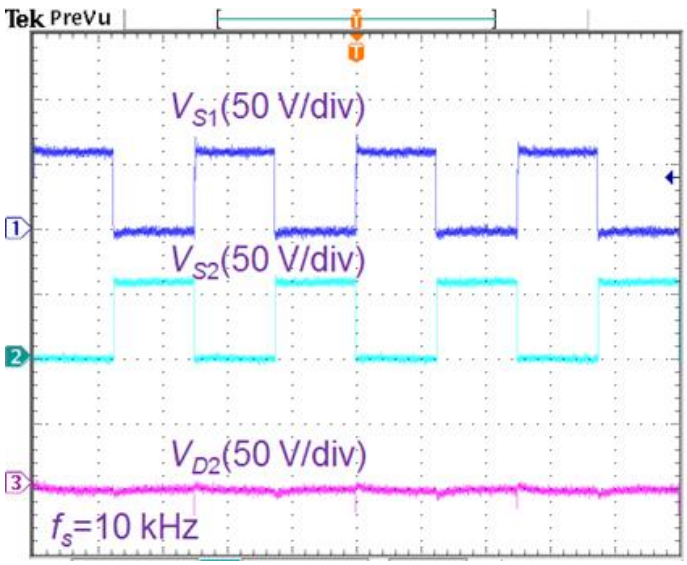
(b) Input voltage, capacitor C_1 voltage, load voltage, and voltage across on diode D_0

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(c) Voltage across on diodes D_a, D_b, D_c and D_1

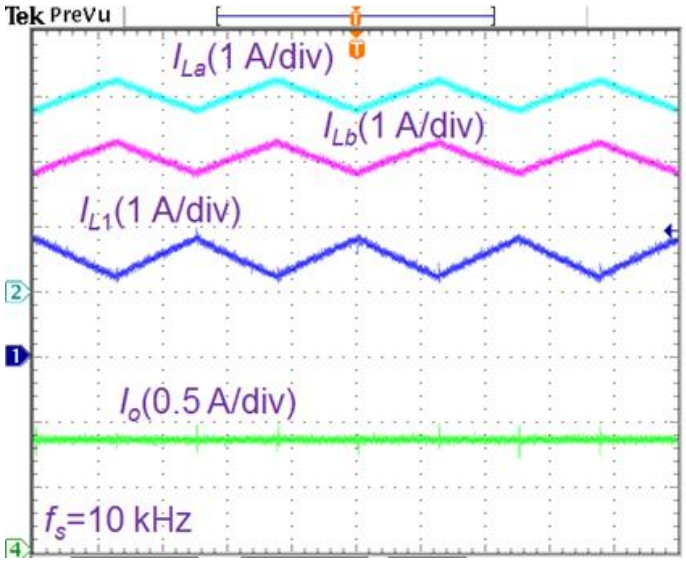


(d) Voltage across on MOSFETs S_1, S_2 and diode D_2

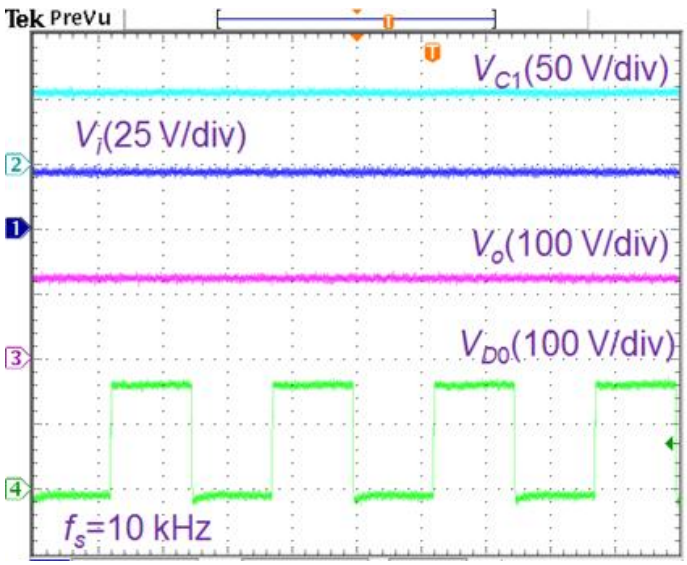
Fig. 52. Testing waveforms of the suggested converter with 1-SL cell and 1-stage when V_i = 20 V, and R = 300 Ω

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



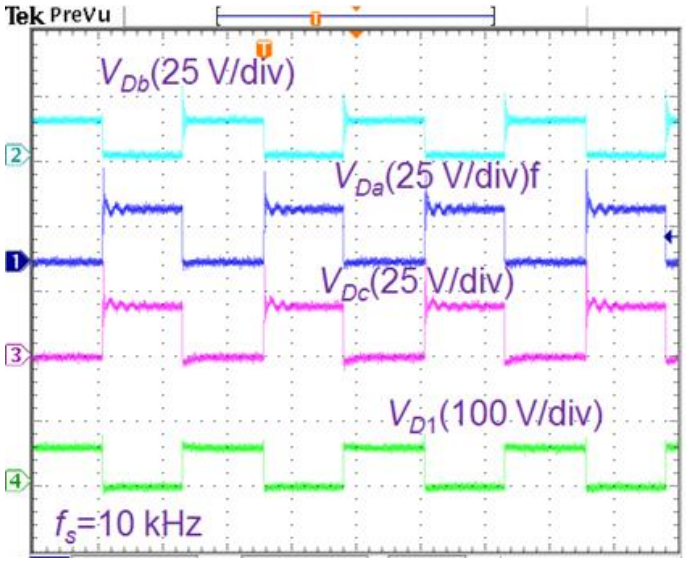
(a) Inductors L_b, L_a and L_1 current and load current



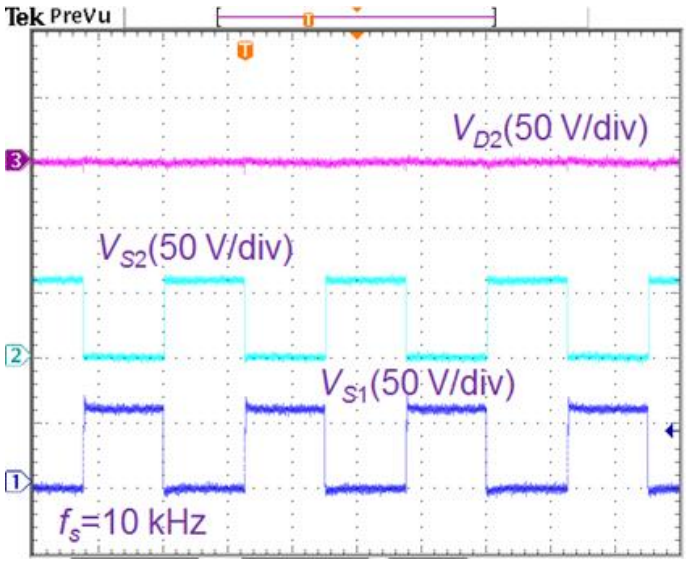
(b) Capacitor C_1 voltage, input voltage, load voltage, and voltage across on diode D_0

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(c) Voltage across on diodes D_b, D_a, D_c and D_1



(d) Voltage across on diode D_2 and MOSFETs S_1, S_2.

Fig. 53. Testing waveforms of the suggested converter with 1-SL cell and 1-stage when V_i = 20 V, and R = 150 Ω

Collection @ chosun

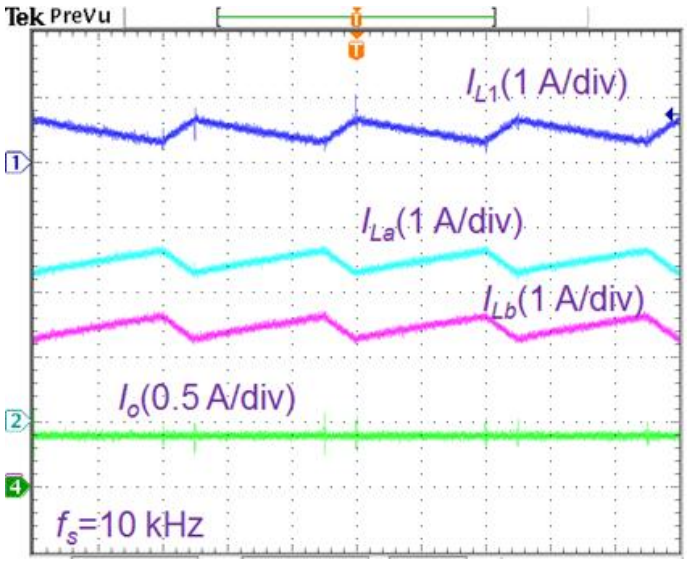
조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

전압이득은 6이고 1-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터의 성능을 검증하기 위하여 듀티비는 입력전압 V_i = 20 V이고 부하저항이 300 Ω과 150 Ω에 대한 실험결과를 그림 52과 그림 53에 나타내었다. 그림 52과 그림 53에 나타낸 것과 같이 MOSFET S_1이 온 될 때, 인덕터 L_1 전류는 DT 구간에서 선형적으로 증가하고 (1 - D)T 구간에서는 점차적으로 감소하고 다이오드 D_2의 전압 스트레스는 거의 0임을 알 수 있다. 또한 커패시터 C_1의 전압은 58 V로 상승하고 출력전압은 120 V임을 알 수 있다.

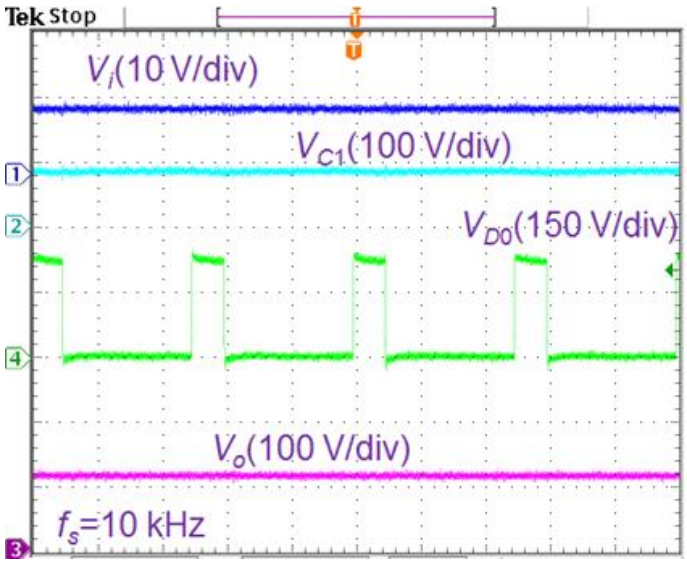
Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

B. 1-SL, 1-단계 컨버터 실험(G = 12 일 때)



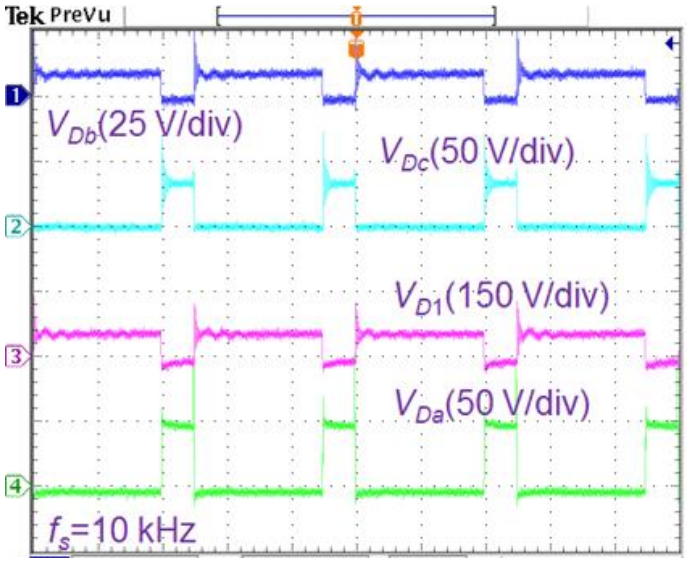
(a) Inductors L_1, L_a and L_b current and load current



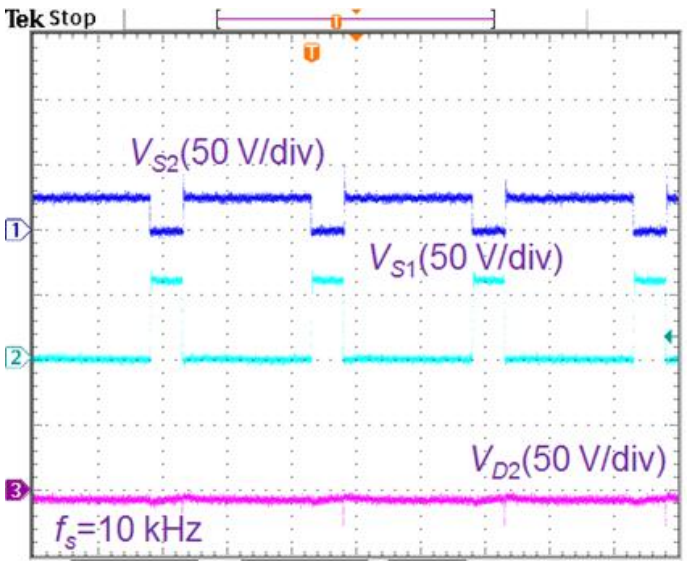
(b) Input voltage, capacitor C_1 voltage, voltage across on diode D_0, and load voltage

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(c) Voltage across on diodes D_b, D_c, D_1 and D_a

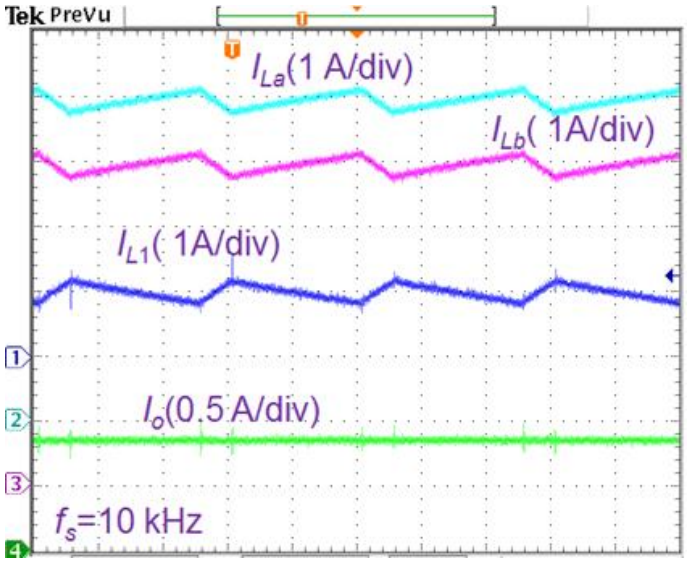


(d) Voltage across on MOSFETs S_2, S_1 and diode D_2

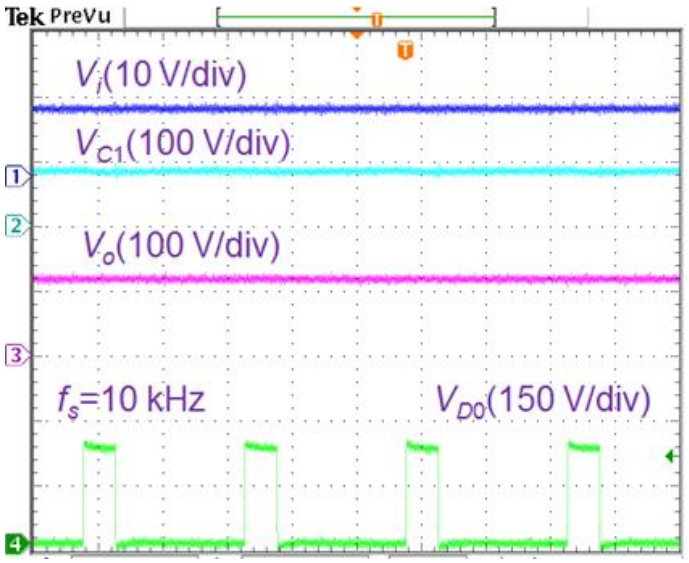
Fig. 54. Testing waveforms of the suggested converter with 1-SL cell and 1-stage when V_i = 10 V, and R = 300 Ω

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



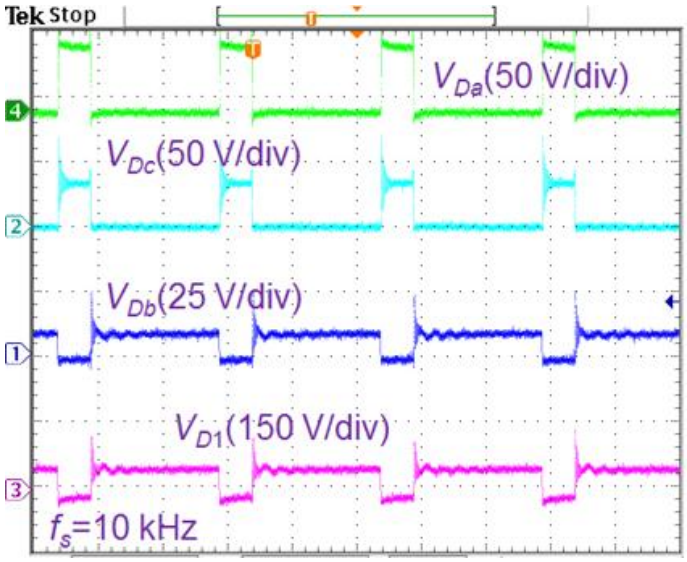
(a) Inductors L_a, L_b and L_1 current and load current



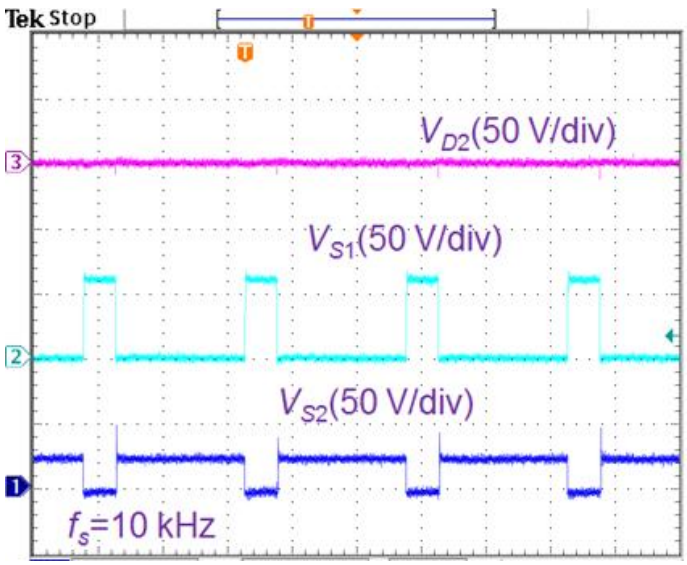
(b) Input voltage, capacitor C_1 voltage, load voltage, and voltage across on diode D_0

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(c) Voltage across on diodes D_a, D_c, D_b and D_1



(d) Voltage across on diode D_2 and MOSFETs S_2, S_1

Fig. 55. Testing waveforms of the suggested converter with 1-SL cell and 1-stage when V_i = 10 V, and R = 150 Ω

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

전압이득은 12이고 1-SL 셀, 1-단계 모듈 컨버터 성능을 검증하기 위하여 듀티비는 0.82이고 입력전압 V_i = 10 V 일 때 부하저항이 300 Ω과 150 Ω에 대한 실험 결과를 그림 54와 그림 55에 나타내었다. 그림 54와 그림 55에 나타낸 것과 같이 MOSFET S_1이 온 될 때 인덕터 L_1 전류는 DT구간에서 선형적으로 증가하고 (1 - D)T 구간에서는 점차적으로 감소하고 다이오드 D_2의 전압스트레스가 거의 0임을 알 수 있다. 또한 커패시터 C_1의 전압은 84 V로 상승하고 출력전압은 120 V 임을 알 수 있었다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅵ. 결 론

본 논문 연구는 고이득 DC-DC 부스트 컨버터 토폴로지에 중점을 두고 수행하였으며 다음과 같은 결론을 얻었다.

첫째, 스위치드 인덕터(switched inductor; SL)를 사용하는 새로운 고이득 DC-DC 부스트 컨버터를 제안하였다. 제안하는 컨버터의 특성은 모듈 전압 승압단 회로를 갖는 n-단계 모듈까지 확장될 수 있고, 전압이득과 효율성을 높일 수 있음을 보여주었다.

둘째, 스위치, 다이오드, 인덕터, 커패시터의 수와 전압이득 측면에서, 제안하는 컨버터와 다른 통상적인 비절연 부스트 컨버터를 상세히 비교하였다. 제안하는 컨버터는 같은 입력으로 전압이득을 높일 수 있음을 보여주었다. PLECS 소프트웨어를 이용한 시뮬레이션 결과는 이론적 분석에서 도출한 내용과 부합하였다. V_i = 20V, f = 10 kHz, 그리고 D = 0.5조건에서 이론적 분석과 실험 결과가 동일하다는 것이 확인되었다. 제안하는 고이득 DC-DC 부스트 컨버터의 실험 결과 또한 이론적 분석과 입출력 관계를 입증하였다.

셋째, 새로운 고이득 DC-DC 부스트 컨버터를 확장하는 방법을 제시하였다. n개의 스위치드 인덕터(switched-inductor; SL) 셀 또는 모듈 전압 승압단(modular voltage boost stage)(1 인덕터, 1 커패시터와 2 다이오드)을 추가함으로써 제안하는 토폴로지의 전압이득은 크게 증가하였다. 컨버터에 1개 이상의 단(단계)를 추가하게 되면, 전압 이득이 더 높아지고, 소자의 전압 정격이 감소됨을 알 수 있었다. 또한 제안하는 고이득 DC-DC 부스트 컨버터의 PWM 변조 방법이 검토되었다. 제안하는 고이득 DC-DC 부스트 컨버터의 동작 이론, 회로 분석, 수동 회로 요소 선택 가이드라인 역시 제시하였다. 고이득 DC-DC 부스트 컨버터는 고전압 이득 응용분야에 향후 널리 적용 및 활용이 가능할 것으로 사료된다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

참고문헌

[1] K. C. Tseng and C. C. Huang, “High step-up high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 3, pp. 1311 - 1319, Mar. 2014.

[2] Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies, “Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter,” IET Power Electron., vol. 1, no. 4, pp. 507 - 517, 2008.

[3] S. Kenzelmann, A. Rufer, D. Dujic, F. Canales, and Y. R. de Novaes, “Isolated dc/dc structure based on modular multilevel converter,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 89 - 98, Jan 2015.

[4] G. Wu, X. Ruan, and Z. Ye, “High step-up DC-DC converter based on switched-capacitor and couple inductor,” IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 65, no. 7,pp. 5572-5579, July 2018.

[5] M. Forouzesh, Y. Shen, K. Yari, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, “High-efficiency high step-up DC-DC converter with dual couple inductors for grid-connected photovoltaic systems”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 7, pp. 5967-5982, July 2018.

[6] A. I. Bratcu, I. Munteanu, S. Bacha, D. Picault, and B. Raison,, “Cascaded DC - DC converter photovoltaic systems: power optimization issues,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 2, pp. 403-411, February 2011.

[7] H. C. Liu, F. Li, “A novel high step-up converter with a quasi-active switched-inductor structure for renewable energy systems”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 7, pp. 5030-5039, July 2016.

[8] G. Wu, X. Ruan, and Z. Ye, "Non isolated high step-up DC - DC converters adopting switched-capacitor cell," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 1, pp. 383-393, Jan. 2015.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

[9] F. S. Garcia, J. A. Pomilio, and G. Spiazzi, “Modeling and control design of the interleaved double dual boost converter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 8, pp. 3283-3290, Aug. 2013.

[10] K. C. Tseng, C. A. Cheng, and C. T. Chen, “High step-up interleaved boost converter for distributed generation using renewable and alternative power sources,” IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 5, no. 2, pp. 713 - 722, Jun. 2017.

[11] C. T. Pan, C. F. Chuang and C. C. Chu, "A novel transformer-less adaptable voltage quadrupler DC converter with low switch voltage stress," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 9, pp. 4787-4796, Sep.2014.

[12] P. Saadat and K. Abbaszadeh, "A single-switch high step-up DC - DC converter based on quadratic boost," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 12, pp. 7733-7742, Dec.2016.

[13] F. M. Shahir, E. Babaei, and M. Farsadi, “A new structure for non-isolated boost DC-DC converter,” J. Circuits, Syst., Comput., vol. 1, no. 1, Jan. 2017.

[14] J. Li, and J. Liu, “A negative-output quadratic conversion ratio DC-DC converter with dual working modes,” IEEE Trans. Power. Electron., vol. xx, no. xx, pp. xx, Mar. 2018.

[15] F. M. Shahir, E. Babaei, and M. Farsadi, “Extended topology for a boost DC-DC converter.”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 3, pp. 2375-2384, Mar. 2019.

[16] Chung-Ming Young, Ming-Hui Chen, Tsun-An Chang, Chun-Cho Ko,et al.. Cascade Cockcroft - Walton Voltage Multiplier Applied to Transformerless High Step-Up DC - DC Converter. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2013; 60(2):523-537.

[17] Tohid Nouri, Seyed Hossein Hosseini, Ebrahim Babaei, et al.. Generalised transformerless ultra step-up DC - DC converter with reduced voltage stress on Semiconductors. IET Power Electron., 2014; 7(11): 2791 - 2805.

[18] C. c. Lin,L. s. Yang ,G. W. Wu .Study of a non-isolated bidirectional

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

DC-DC converter. IET Power Electron., 2013; 6(1):30－37

[19] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J Sabzali. High conversion ratio DC-DC converters with reduced switch stress. IEEE Trans. Circuits Syst I Reg papers, 2008; 55(7): 2139-2151.

[20] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer , E. F. Romaneli. Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC－DC Converters. IEEE Trans. Power Electron., 2008; 23,(2): 871-887

[21] Y. Berkovich, B. Axelrod, A. Shenkman, "A novel diode-capacitor voltage multiplier for increasing the voltage of photovoltaic cells", Proc. IEEECOMPEL, Zurich, 2008 ; (12) :1-5.

[22] B. Axelrod, Y. Beck, Y. Berkovich. High step-up DC－DC converter based on the switched- coupled-inductor boost converter and diode capacitor multiplier : steady state and dynamic. IET Power Electron., 2015 ; 8(8) : 1420-1428.

[23] L. Zhang, D. Xu, G. Shen, M. Chenetal.. A High Step-Up DC to DC Converter Under Alternating Phase Shift Control for Fuel Cell Power System. IEEE Trans. Power Electron., 2015, 30,(3),pp-1694-1703.

[24] T. Nouri, S. H. Hosseini, E. Babaei. Analysis of voltage and current stresses of a generalized step-up DC-DC converter. IET Power Electron., 2014;7(6):1347-1361.

[25] A. Shenkman, Y. Berkovich, B. Axelrod, "Novel AC-DC and DC-DC converter swith a diode-capacitor multiplier" IEEE Trans actions on Aerospace and Electronic Systems 2005;40(4):1286－1293.

[26] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar ,A. J. Sabzali, et al. A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio. IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, 2008; 55(4) :1159－1171.

[27] O. Knecht, D. Bortis, and J. W. Kolar, "ZVS modulation scheme for reduced complexity clamp-switch TCM DC-DC boost converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 5, pp. 4204－4214, 2018.

[28] X. Huang, F. C. Lee, Q. Li, and W. Du, "High-frequency high efficiency GaN-based interleaved CRM bidirectional buck/boost converter with inverse coupled inductor," IEEE Trans. Power

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Electron., vol. 31, no. 6, pp. 4343 - 4352, 2016.

[29] Marxgut, F. Krismer, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Ultraflat interleaved triangular current mode (TCM) single-phase PFC rectifier," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 2, pp. 873 - 882, 2014.

[30] D. Gerber and J. Biela, "Interleaving of a soft-switching boost converter operated in boundary conduction mode," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 43, no. 10, pp. 3374 - 3380, 2015.

[31] S. G. Yoon, J. M. Lee, J. H. Park, I. K. Lee, and B. H. Cho, "A frequency controlled bidirectional synchronous rectifier converter for HEV using super-capacitor," in Proc. of the 35th IEEE Annu. Power Electronics Specialists Conf. (PESC), 2004, pp. 135 - 140.

[32] Xudong Huang, Nergaard. T, Jih-Sheng Lai, Xingyi Xu, Lizhi Zhu. "A DSP based controller for high-power interleaved boost converters". APEC '03, 9-13 Feb. 2003, Pages: 327 - 333 vol.1.

[33] X. Huang, X. Wang, J. Ferrell, T. Nergaard, J. Lai, X, Xu and L.Zhu, "Parasitic Ringing and Design Issues of High Power Interleaved Boost Converters," in Conf. Rec. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2002.

[34] Zang M.T., Jovanovic, M.M., and Lee F.C. "Analysis and evaluation of interleaving techniques in forward converters". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13(4), pp.690-697, 1998.

[35] Haiping Xu, Li Kong, Xuhui Wen. "Fuel Cell power system and high power DC-DC converter". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 19(5), pp.1250-1255, 2004.

[36] Chung-Ming Young, Ming-Hui Chen, Tsun-An Chang, Chun-Cho Ko,et al.. Cascade Cockcroft - Walton Voltage Multiplier Applied to Transformerless High Step-Up DC - DC Converter. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2013; 60(2):523-537.

[37] Yblin Janeth Acosta Alcazar, Demercil de Souza Oliveira, Jr., Fernando Lessa Tofoli,et al.. DC - DC Non isolated Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2013; 60(10):

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

1382-1387.

[38] Tohid Nouri, Seyed Hossein Hosseini, Ebrahim Babaei, et al.. Generalised transformerless ultra step-up DC - DC converter with reduced voltage stress on Semiconductors. IET Power Electron., 2014; 7(11): 2791 - 2805.

[39] Xuefeng Hu and Chunying Gong. A High Gain Input-Parallel Output-Series DC/DC Converter with Dual Coupled Inductors. IEEE Trans. Power Electron., 2015; 30,(3): -1306- 1317.

[40] C. c. Lin,L. s. Yang ,G. W. Wu .Study of a non-isolated bidirectional DC-DC converter. IET Power Electron., 2013; 6(1):30--37.

[41] Tohid Nouri, Seyed Hossein Hosseini, Ebrahim Babaei, Jaber Ebrahimi. Interleaved high step-up DC - DC converter based on three-winding high-frequency coupled inductor and voltage multiplier cell. IET Power Electron., 2015; 8, (2):175 - 189.

[42] Yi Zhao, Wuhua Li and Xiangning He. Single-Phase Improved Active Clamp Coupled-Inductor-Based Converter with Extended Voltage Doubler Cell. IEEE Trans. Power Electron.,2012; 27,(6): 2869-2878.

[43] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J Sabzali. High conversion ratio DC-DC converters with reduced switch stress. IEEE Trans. Circuits Syst I Reg papers, 2008; 55(7): 2139-2151.

[44] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli. Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC - DC Converters. IEEE Trans. Power Electron., 2008; 23,(2): 871-887

[45] Y. Berkovich, B. Axelrod, A. Shenkman, “A novel diode-capacitor voltage multiplier for increasing the voltage of photovoltaic cells”, Proc. IEEE COMPEL, Zurich, 2008;(12):1-5.

[46] T. F. Wu, Y. S. Lai, J. C. Hung, and Y. M. Chen, “Boost converter with coupled inductors and buck - boost type of active clamp”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 1, pp. 154 - 162, Jan. 2008

[47] R. J. Wai, C. Y. Lin, R. Y. Duan, and Y. R. Chang, “High efficiency DC-DC converter with high voltage gain and reduced switch stress,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 354 - 364, Feb. 2007

[48] Kim, M.; Choi, S. A fully soft-switched single switch isolated dc - dc

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

converter. IEEE Trans. Power Electron. 2015, 30, 4883 - 4890.

[49] Hsieh, Y.-P.; Chen, J.-F.; Liang, T.-J.; Yang, L.-S. Novel high step-up dc - dc converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques. IEEE Trans. Ind. Electron. 2012, 59, 998 - 1007

[50] Freitas, A. A. A.; Tofoli, F.L.; Júnior, E. M. S.; Daher, S.; Antunes, F. L. M. High-voltage gain dc - dc boost converter with coupled inductors for photovoltaic systems. IET Power Electron. 2015, 8, 1885 - 1892.

[51] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali. High Conversion Ratio DC - DC Converters With Reduced Switch Stress. IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, 2008 ; 55(7) : 2139-2151.

[52] Ahmad J. Sabzali, Esam H. Ismail, Hussain M. Behbehani, "High voltage step-up integrated double Boost-Sepic DC-DC converter for fuel cell and photovoltaic applications", Renewable Energy, 2015 ; (82) : 44-53.

[53] Abbas A. Fardoun, Esam H. Ismail, Ahmad J. Sabzalietal., "Bidirectional converter for high-efficiency fuel cell power train", Journal of Power Sources, 249, (2014), 470-482.

[54] Tohid Nouri, Ebrahim Babaei, Seyed Hossein Hosseini, "A generalized ultra step-up DC - DC converter for high voltage application with design considerations", Electric Power Systems Research, 105 (2013) : 71-84.

[55] Wuhua Li, and Xiangning He. Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011 ; 58(4) : 1239-1250.

[56] Lung-Sheng Yang, Tsorng-Juu Liang, Hau-Cheng Lee, et al. "Novel High Step-Up DC - DC Converter With Coupled-Inductor and Voltage Doubler Circuits" IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011 ; 58(9) : 777-782.

[57] Etienne Veilleux, Boon-Teck Ooi, Peter W. Lehn. Marx dc - dc converter for high-power application. IET Power Electron., 2013 ; 6(9) : 1733 - 1741.

[58] Indrek Roasto, Dmitri Vinnikov, Janis Zakis, et al. "New

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Shoot-Through Control Methods for qZSI-Based DC/DC Converters". IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013 ; 9(2) : 640-647.

[59] F. M. Shahir, E. Babaei, and M. Farsadi "Analysis and design of voltage-lift technique based non-isolated boost DC-DC converter". IET Power Electronic, 2018;11(6):1083-1091.

[60] Y. I. Son, I .H. Kim, and H. Kim "Complementary PID controller to passivity-based nonlinear control of boost converters with inductor resistance". IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018 ; 20(3) : 826-834.

[61] F. Kurokawa, R. Yoshida and Y. Furukawa, "Digital Fast P Slow ID control DC-DC converter in different resolutions," Trans. IEEE Industry Applications, vol.51, no.1, pp. 353-361, Jan./Feb. 2015.

[62] M. Shirazi, R. Zane, and D. Maksimovic, "An Auto tuning Digital Controller for DC-DC Power Converters Based on Online Frequency Response Measurement," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, pp. 2578-2588, 2009.

[63] L. Guo, J. Y. Hung, and R. M. Nelms, "Evaluation of DSP-Based PID and Fuzzy Controllers for DC-DC Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, pp. 2237-2248, 2009.

[64] "Getting in tune with Ziegler-Nichols," Thomas R. Kurfess, PhD, in the Academic Viewpoint column, Control Engineering magazine, Feb 2007 issue, p. 28.

[65] PID Control, Desborough Honeywell, 2000.

Collection @ chosun