

35kW급 수소연료전지 차량용 단일 전력단 절연형 DC-DC 컨버터 설계

남승민, 최재혁, 공소정, 김진수, 이준영†
 명지대학교

Design of Single Stage Isolated DC-DC Converter for 35kW Class Fuel-Cell Electric Vehicle

Seung-Min Nam, Jae-Hyuck Choi, So-Jeong Kong, Jin-Su Kim, Jun-Young Lee†
 Myongji University

ABSTRACT

본 논문은 FCEV(Fuel-cell Electric Vehicle)용 35kW급 단일 전력단 절연형 DC-DC 컨버터에 대한 연구결과를 제시한다. 토폴로지는 위상천이 제어 기법 기반의 SRT(Secondary Resonant Tank) 컨버터를 적용하였다. FCEV 시스템 내부의 연료전지 스택 출력전압 특성과 고효율, 고전력밀도를 위한 구동용 인버터의 DC link 전압, 고전압 배터리 사양을 고려한 절연형 FDC(Fuel-Cell DC-DC Converter)를 제시한다. 기존의 절연형 FDC는 주로 승압을 위한 비절연형 컨버터와 절연형 컨버터를 통합한 2-stage로 설계하였다. 제시하는 토폴로지는 낮은 고전 주파수로 자성체를 설계하여 넓은 승압비를 가지는 single-stage 절연형 FDC 구조를 채택하였다. 컨버터의 스위칭 주파수 25kHz, 입력전압 330~610V, 출력전압 450~850V 사양으로 설계/제작하여 공칭전압 기준 최대 부하 효율 98.58% 이상의 결과를 달성하였다.

1. 서론

친환경 전기차의 시장이 빠르게 성장하면서 FCEV(Fuel-cell Electric Vehicle) 시장 또한 수요와 보급이 증가하고 있다. FCEV 내부 시스템에서 연료전지 스택의 출력전압을 높이기 위해서는 더 많은 셀이 요구되며 원가절감을 위해서 낮은 출력전압을 승압할 수 있는 대용량 FDC(Fuel-Cell DC-DC Converter)가 필수적이다. FCEV 시스템 내부에서 FDC의 입력 전원인 연료전지 스택의 출력전압과 출력단 DC link 전압은 부하에 따라 변동한다. 또한, FDC는 최대 파워 출력 시 최저 입력 전압 조건에서 동작해야 한다. 앞서 말한 조건을 만족하기 위해서는 넓은 입·출력 전압 범위에서 동작 가능한 DC-DC 컨버터가 필수적이다. [1]

일반적으로 절연형 컨버터로 사용되는 PSFB(Phase-shift Full-Bridge) 컨버터는 변압기 누설 인덕턴스에 의해 발생하는 duty 손실로 낮은 입력전압 조건에서 최대 부하 출력이 어려운 점과 2차 측 정류단의 높은 spike 전압으로 추가적인 스너버 회로가 요구된다. LLC 공진형 컨버터의 경우 넓은 입·출력 전압 범위에서 고효율 최적 설계가 어렵고, 경부하 조건에서 스위칭 주파수가 증가하며 효율 감소의 원인이 된다.

본 논문에서는 소프트 스위칭 기법을 사용하는 공진형 컨버터를 가변 주파수 제어 기법이 아닌 고정 주파수에서 위상천이 제어 기법을 적용한 SRT 컨버터를 채택하였다. 낮은 스위칭 주파수 선정 시 스위칭 손실 저감을 통한 고효율의 장점이 있

지만 자성체 사이즈 증가로 고전력밀도를 달성하기 어렵다. 일반적으로 변압기에 적용되는 페라이트 코어는 높은 flux swing(ΔB)를 사용하면 손실이 증가하는 단점이 있다. 하지만 본 논문에서 제안하는 컨버터는 스위칭 주파수를 낮게 가져가면서 변압기 ΔB 를 크게 선정하여 자성체 사이즈 감소 및 고효율을 달성하였다.

2. 제안하는 토폴로지

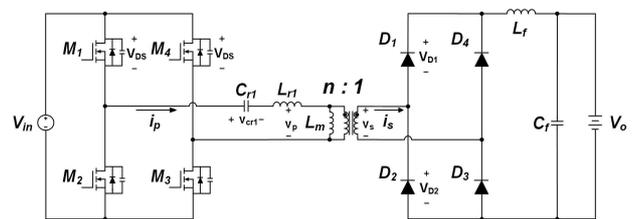


그림 1 제안하는 컨버터 구조
 Fig. 1 Structure of the proposed converter

제안하는 토폴로지는 위상천이 제어 기법을 적용한 고정 주파수 공진형 컨버터로 회로도는 그림 1과 같다. 설계 및 해석은 SRT(Secondary Resonant Tank)로 설계 후 C_{12} , L_{12} 를 1차 측으로 환산하여 회로도에 적용하였다.

2.1 동작 Mode 분석

본 논문에서 제안하는 SRT 컨버터의 동작 원리는 위상천이 제어 기법 기반으로 그림 5는 DC-DC 컨버터의 주요 동작 파형이다. Mode 분석을 용이하게 하기 위해서 게이트 신호 deadtime이 없다고 가정한다. M_1 , M_2 스위치가 leading leg, M_3 , M_4 스위치가 lagging leg로 동작한다. 두 leg 단의 위상 지연 발생 시 유효 시비율(D_{eff})이 변화하면서 부하와 지령에 따라 컨버터를 제어한다.

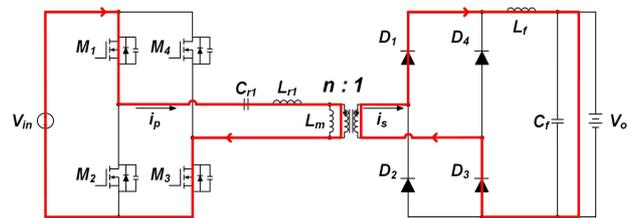


그림 2 Mode 1에서의 전류 흐름도
 Fig. 2 Current flow diagram in Mode 1

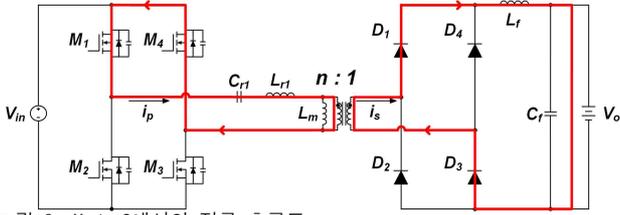


그림 3 Mode 2에서의 전류 흐름도
Fig. 3 Current flow diagram in Mode 2

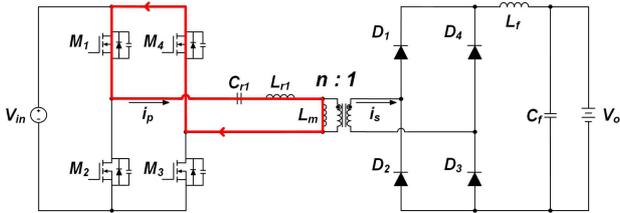


그림 4 Mode 3에서의 전류 흐름도
Fig. 4 Current flow diagram in Mode 3

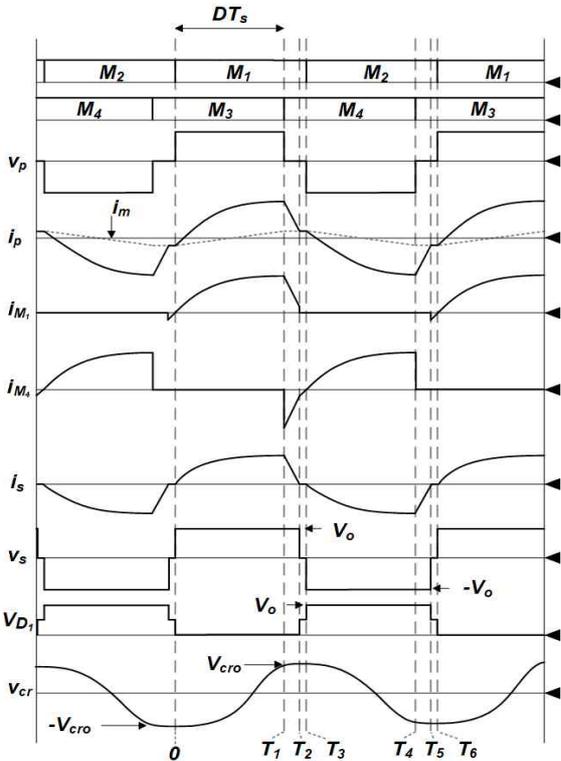


그림 5 SRT Converter 주요 동작 파형
Fig. 5 Key waveforms of the proposed SRT converter

Mode 1 ($0 \leq t < T_1$) : Mode 1은 전력을 전달하는 구간으로서 M_1, M_3 스위치가 turn-on되어, 1차 측 변압기 전류(i_p)는 M_1, M_3 를 통해 흐르고, i_{Lr} 는 0으로부터 증가하여 공진 탱크 L_r, C_r 과 정류 다이오드 D_1, D_3 를 통해 흐르게 되어 전력이 전달된다.

Mode 2 ($T_1 \leq t < T_2$) : M_3 는 turn-off 되고 M_4 가 turn-on 되면 i_p 는 M_1 의 순방향, M_4 의 역방향으로 도통되며 페루프 내에서 순환한다. 2차 측 변압기 전류(i_s)의 흐름은 0으로 줄어들 때까지 Mode 1과 동일하게 흐른다.

Mode 3 ($T_2 \leq t < T_3$) : i_s 가 0으로 감소한 후, 자화 전류(i_m)가 M_1, M_4 스위치를 통해 순환하고 2차 측 정류 다이오드 D_1 과

D_3 는 turn-off 된다.

Mode 4~Mode 6 구간은 Mode 1~Mode 3 구간과 상보적으로 동작하며 대칭적인 파형을 보이므로 생략한다.

2.2 공진 파라미터 설계

SRT 컨버터 설계 시 정상적인 동작을 위해서는 공진 커패시터 전압 첨두치(V_{cr02})가 V_o 를 넘지 않도록 설계한다. 만약 V_{cr02} 가 V_o 보다 커지면, Mode 3 동안 정류 다이오드의 비정상적인 turn-on을 유발할 것을 고려하여 식 (1)을 만족해야 한다. 본 논문에서는 2차 측 공진 탱크를 1차 측으로 환산하여 V_{in} 보다 작은 값을 가지도록 V_{cr01} 을 설계하였다.

$$V_{cr02} = \frac{V_{in} \left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right) \left(1 - \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_{r2} C_{r2}}} \right) DT_s \right)}{2V_o - \frac{V_{in}}{n} \left(1 - \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_{r2} C_{r2}}} \right) DT_s \right)} \quad (1)$$

$$V_{cr01} = n V_{cr02} \quad (2)$$

2.3 ZVS(Zero-Voltage Switching) 조건 도출

1차 측 스위치에서 lagging leg단은 i_p 의 첨두치를 ZVS 에너지로 사용하기 때문에 쉽게 조건을 만족할 수 있다. 하지만 leading leg단은 자화 전류 첨두치($I_{m,peak}$)에 영향을 받는다. 이는 식 (3)과 같고, 자화 전류는 1차 측 스위치의 output capacitances 전위를 변화시킨다. 식 (4)의 potential changing time, ΔT 는 스위치 내부 출력 커패시턴스(C_{oss})가 충·방전하는데 걸리는 시간을 의미한다. leading leg 스위치 M_1 과 M_3 가 ZVS 동작을 만족하기 위해서는 ΔT 가 게이트신호 deadtime (T_{dead})보다 짧아야 한다. 식 (4)로부터 최대 자화 인덕턴스 값을 식 (5)으로 정리해 결정할 수 있다. 이를 통해 최고 입력전압, 최저 출력전압인 최소 시비율(D_{min}) 조건에서 L_m 값을 선정하였다.^[2]

$$I_{m,peak} = \frac{V_{in}}{2L_m} DT_s \quad (3)$$

$$\Delta T = \frac{4L_m C_{oss}}{DT_s} \quad (4)$$

$$L_m \leq \frac{T_{dead} DT_s}{4C_{oss}} \quad (5)$$

3. 실험 결과

35kW급 SRT DC/DC 컨버터의 프로토타입을 제작 후 실험을 통해 성능을 검증하였다. 그림 6은 제작된 프로토타입 FDC의 사진이고, 표 1은 제작된 컨버터의 설계 사양이다.

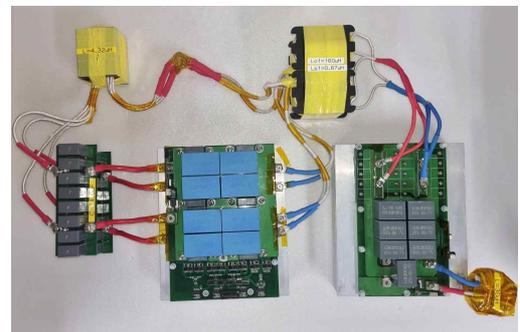


그림 6 제안하는 프로토타입 사진
Fig. 6 A photograph of the proposed prototype

표 1. 35kW SRT 컨버터 사양

Table 1 Specifications of 35kW SRT Converter

파라미터	값
정격전력	35kW
입력 전압	330 ~ 610V
출력 전압	450 ~ 850V
스위칭 주파수	25kHz
최대 유효 듀티(D _{eff,max})	0.43
반도체	M ₁ ~ M ₄ G3R20MT12K (1200V/71A)
소자	D ₁ ~ D ₄ DSEI120-12A (1200V/109A)
변압기 턴 수	6 : 17
자화 인덕턴스(L _m)	160μH
변압기 코어	UU100*2적층(PM5)
공진 인덕터(L _{r1})	5μH
공진 인덕터 코어	EE6565*3적층(PL9)
공진 커패시터(C _{r1})	14.1μF
출력 필터 인덕터	30μH
출력 커패시터	60μF

제안하는 컨버터는 모든 입·출력 전압 조건에서 최대 부하인 35kW 동작을 검증하였다. 1차 측 공진 커패시터는 대전류 사양 및 1차 측 공진 커패시턴스(C_{r1}) 값을 충족할 수 있는 470nF 필름 커패시터 30 병렬로 구성하였다. 1차 측으로 공진 탱크를 환산하여 적용하였기 때문에 DC blocking 커패시터의 역할을 공진 커패시터가 동시에 수행한다. PM5 재질의 UU100 코어 2적층으로 제작한 변압기의 최대 ΔB = 0.54로 설계하였다.

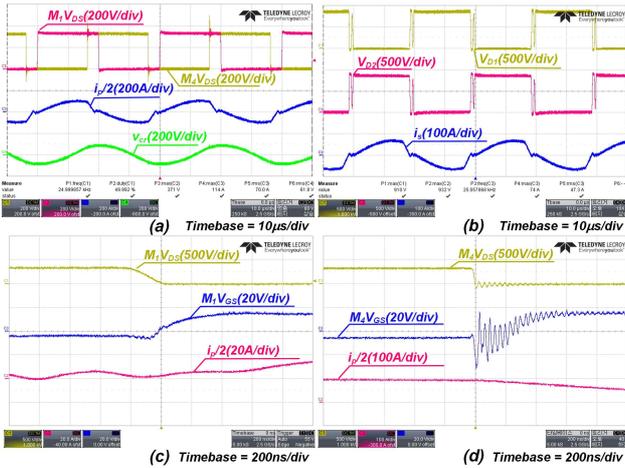


그림 7 입력 330V, 출력 850V 조건의 실험 파형 (a) 1차 측 M₁ 스위치 V_{DS}, M₄ 스위치 V_{DS}, 1차 측 변압기 전류(i_p)/2, 공진 커패시터 전압 V_{cr} (b) 2차 측 정류 다이오드 D₁ 전압, 2차 측 정류 다이오드 D₂ 전압, 2차 측 변압기 전류(i_s) (c) 1차 측 M₁ 스위치 V_{DS}, 1차 측 M₁ 스위치 V_{DS}, i_p/2 (d) 1차 측 M₄ 스위치 V_{DS}, 1차 측 M₄ 스위치 V_{DS}, i_p/2

그림 7은 제안하는 컨버터의 최대 부하 공칭전압 (입력전압 330V, 출력전압 850V) 실험 파형이다. 그림 7(a)에서 1차 측

스위치 M₁과 M₄를 측정하여 위상지연에 따른 변압기 전류 파형의 변화가 그림 5의 주요 동작 파형과 같은 점을 확인할 수 있다. 또한, SRT의 정상적인 동작 과정에서 V_{cr1}이 V_{in}보다 낮은 것을 확인할 수 있다. 그림 7(c)는 leading leg단 스위치의 ZVS 동작 파형이며, 그림 7(d)는 lagging leg단 스위치의 ZVS 동작 파형이다.

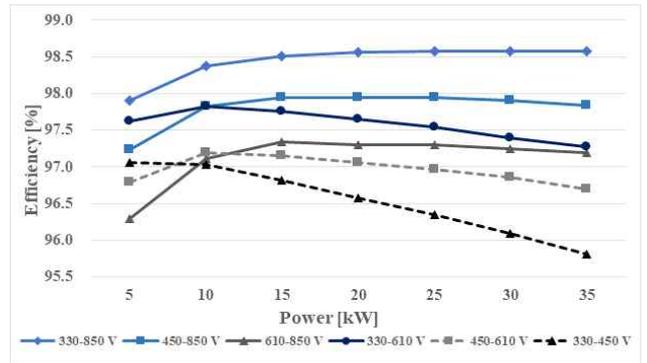


그림 8 입·출력전압 조건에 따른 부하별 효율 그래프
Fig. 8 Efficiency graph by load according to input and output voltage conditions

그림 8은 출력전압이 입력전압보다 높은 승압형 컨버터 동작에서 측정된 SRT 컨버터의 부하별 효율 그래프이다. 공칭전압 최대 부하 효율은 98.58%이며, 가장 낮은 승압비를 가지는 최악 조건의 최대 부하 효율은 95.81%의 효율을 달성하였다.

4. 결론

본 논문에서는 입력전압 330~610V, 출력전압 450~850V의 사양으로 35kW급 SRT DC/DC 컨버터 프로토타입을 설계/제작하였다. FCEV 시스템에서 요구되는 넓은 입·출력 전압 범위의 동작을 위해 고정 주파수에서 위상천이 제어 기법을 적용하여 공칭형 컨버터를 설계하였다. 낮은 스위칭 주파수에서 스위칭 손실 저감을 통해 공칭전압 최대 부하 효율 98.58%의 고효율을 달성하였다. 변압기 flux swing을 높게 설계하여 자성체 사이클을 줄이고 2-stage 구조가 아닌 single-stage 절연형 FDC 구조를 채택해 고전력밀도를 달성하였다.

이 논문은 산업통상자원부 지원 프로그램 “자동차 산업 기술 개발” (No. 20018958) 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

[1] Su-Mi Park, Woo-Cheol Jeong, Joo-Young Lee, Hong-Je Ryoo.(2022).High Power DC-DC Converter Operating under Wide Input/Output Voltage Range.Power Electronics Conference,(0),52-55.

[2] B. Lee, J. Kim, S. Kim and J. Lee, "A PWM SRT DC/DC Converter for 6.6-kW EV Onboard Charger," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 2, pp. 894-902, Feb. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2480384.