

플브리지 컨버터를 갖는 1[kW] 연료전지 시스템 스위치 병렬 특성 분석

(Switch Paralleling Characteristic Analysis for FB Converter in 1[kW] Fuel-Cell System)

최중묵* · 한동화 · 이영진 · 정병환 · 최규하**

(Jung-Muk Choi · Dong-Hwa Han · Young-Jin Lee · Byong-Hwan Jeong · Gyu-Ha Choe)

Abstract

Fuel cell system which can solve the environmental problem is receiving attention. To use utility power necessary power conversion system from low voltage that is generated by fuel cell system. because fuel cell has special characteristic of low voltage high current. To improve PCS's efficiency the paralleling method is used. Available the method could reduce the switching loss. But the existing research could not be found optimal result and accompanying several effects. In this study analysis several effects causing the parallel method. The effects have been demonstrated through simulations and experiments.

Key Words : Switch Paralleling, Fuel-cell Power Conditioning System, Full Bridge converter

1. 서 론

신재생 에너지 중 수소 에너지는 가장 기술적으로 발전된 것으로 평가 받고 있는데 그 이유는 풍력발전이 가지고 있는 지역적 발전 편차와 태양광 에너지가 가지고 있는 시간적 발전 편차를 극복하는 방안으로 수소 에너지를 이용한 연료전지로 보완할 수 있기 때문이다. 연료전지 시스템은 현재 이동형과 고정형 시스템으로 나눌 수 있는데 고정형 시스템은 가정용 또

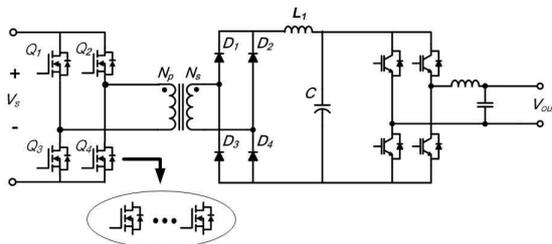
는 산업용으로 나누어지며 미국, 유럽 그리고 한국에 설치가 되어있는 상태이다[1]. 최근 몇 년 동안 연료전지 스택의 생산 가격은 해마다 감소하고 있으며[2] 특히 가정용 분산전원으로 연료전지를 사용할 경우 경제성 관점에서 스택의 가격이 내려가는 만큼 전력변환 시스템도 같은 방향으로 가야 한다. 시스템 전체 가격의 하락이 보급화에 가장 중요하기 때문이다.

연료전지는 출력 특성으로 저전압을 형성하는 이유는 높은 전압으로 결합 시 자체의 안정성과 사용자의 안전에 문제가 생길 수도 있으므로 낮은 전압으로 결합된다. 현재 가정용 스택의 기준 출력전압은 DC 48[V] 정도이다[2-4]. 한국의 계통 상용전압 실효치는 220[V]이므로 스택의 기준 출력전압은 비교하였을 때 전압은 낮고 상대적으로 전류는 높은 특성을 갖는다.

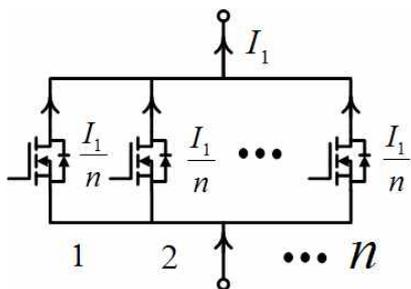
가정용 연료전지 전력변환장치(Power Conditioning

* 주저자 : 건국대학교 전기공학과
** 교신저자 : 건국대학교 전기공학과
Tel : 02-450-3496, Fax : 02-447-9186
E-mail : ghchoe@konkuk.ac.kr
접수일자 : 2010년 4월 29일
1차심사 : 2010년 5월 4일
심사완료 : 2010년 7월 9일

System, 이하 PCS)의 dc-dc 컨버터 토폴로지로 연구되고 있는 종류로서는 포워드, 푸시풀, 하프브리지와 풀브리지 방식의 컨버터 토폴로지가 있다[5]. 대상 PCS의 경우 일반적으로 많이 쓰이는 풀브리지 토폴로지를 사용하였다. 풀브리지는 타 토폴로지에 비하여 소자들을 전체적으로 활용하며 위에서 언급했던 상대적으로 전압은 낮고 전류는 높은 특성을 고려하기에 적합하다. 그에 대한 방법으로 스위치 소자를 병렬로 사용하여 전류를 분배하는 것을 들 수 있는데 그 구조는 그림 1과 같다. 하프브리지 토폴로지의 경우는 추가적으로 Split capacitor bus가 필요하며 스위치에 걸리는 전류 또한 두 배가 되므로 적합하지 않다. 푸시풀 컨버터는 저전압 저전력에서 많이 사용된다. 이때 컨버터는 중간탭이 있는 변압기를 사용하는데 변압기 포화시 좌우 불균형이 생길 수도 있는 단점이 있다. 위와 같은 이유로 가정용 연료전지 PCS에서 풀브리지 토폴로지가 가장 적합하다.



(a) 전력변환장치 PCS 전체회로



(b) 컨버터 스위치 병렬 회로

그림 1. 풀브리지형 전력변환장치
Fig. 1. Full-Bridge type PCS

풀브리지 방식 컨버터에 쓰일 수 있는 소자는 TR, IGBT, MOSFET가 있는데 이전에는 IGBT가 많이 사

용되었지만 최근에는 MOSFET가 가장 널리 사용된다. MOSFET은 IGBT에 비하여 적은 전압 강하와 적은 drain-source 저항 특성을 갖는다. 산업용 대용량에서는 IGBT를 사용해야 하지만 가정용 시스템에서는 저전압 대전류 특성을 고려할 때 전압강하가 적은 MOSFET가 유리하다고 판단된다.

MOSFET에는 다른 소자와 마찬가지로 소자 자체의 IDS 제한이 있다. 보통 각 스위치 당 흐르는 전류를 분배하기 위해 스위치를 병렬로 사용하게 된다. 그러나 단순히 전류 분배 이외에 동반되는 스위칭 손실 감소 열 손실 감소 등의 효과가 나타난다. 본 연구는 이전의 연구에서 볼 수 없었던 스위치 병렬에 의한 컨버터에 미치는 영향을 면밀히 다루었으며 이를 수식적으로 표현하고 실험을 통하여 입증하였다.

2. Paralleling of Devices

MOSFET를 사용한 전기적 손실은 다음과 같은 효과에 의하여 발생한다. 스위치 온 오프 transient 손실과 RDS에 의한 도통 손실이 전부를 차지한다고 할 수 있다. transient 손실은 3장에서 다루기로 하고 RDS 손실의 병렬 특성을 다루기로 한다. 스위치 drain에서 source로 전류가 흐르면 RDS에 의한 손실이 다음 식 (1)과 같이 발생한다.

$$P_{cond} = (I_{DS})^2 R_{DS} \quad (1)$$

병렬로 연결된 소자의 수를 n이라고 했을 때 IDS는 n개로 분배되게 된다. 따라서 n개 병렬소자의 총 손실은 식 (2)와 같다.

$$P_{cond} = n \times \left(\frac{I_{DS}}{n}\right)^2 R_{DS} \quad n: \text{병렬 수} \quad (2)$$

단일 소자를 사용했을 때와 비교하여 병렬로 사용하였을 경우 도통 손실은 식 (3)과 같이 줄어들게 된다.

$$\text{Conduction loss reduction (\%)} = \frac{n \times \left(\frac{I_{DS}}{n}\right)^2 R_{DS}}{(I_{DS})^2 R_{DS}} \quad (3)$$

예를 들어 두 개의 소자를 병렬로 사용할 경우 손실은 단일 소자일 때와 비교하여 50[%]로 줄어들고 3개일 때 33[%] 그리고 4개일 때 25[%]가 된다. 도통손실에 관한 그래프 추이는 그림 2와 같다.

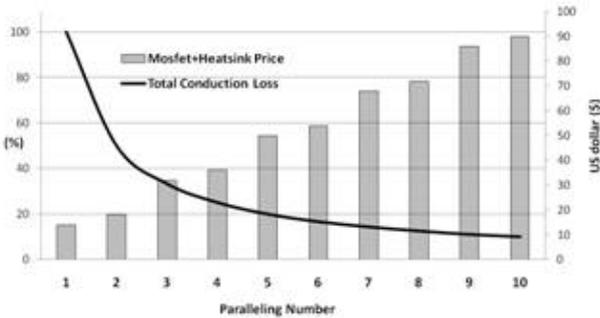


그림 2. 스위치 개수에 따른 도통 손실 & 가격
Fig. 2. Conduction loss and Price as number of switch

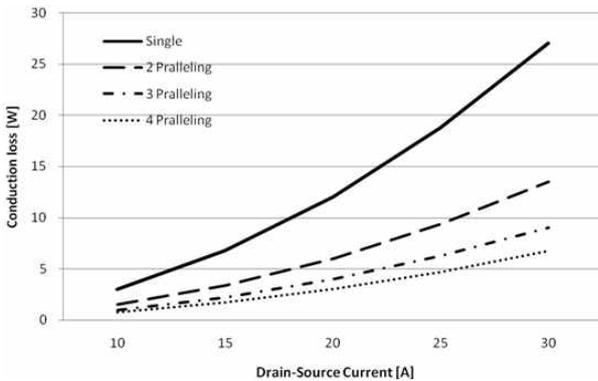


그림 3. IDS에 따른 스위치 도통손실
Fig. 3. Conduction loss according to IDS

시스템의 용량이 커질수록 drain에서 source로 흐르는 전류도 커지게 된다. 도통 손실은 drain에서 source로 흐르는 전류의 변수의 영향을 받기 때문에 전류가 커질수록 병렬로 인한 손실차이는 더 커지게 된다.

도통 손실 만 존재한다고 가정했을 때 그림 3은 IDS의 증가에 따라 발생하는 도통 손실을 나타낸 그래프이다. RDS가 29[mΩ]인 MOSFET을 모델로 하였고 전류가 커질수록 개수에 의한 손실 차이가 더 많아짐을 알 수 있다.

2.1 Loss analysis

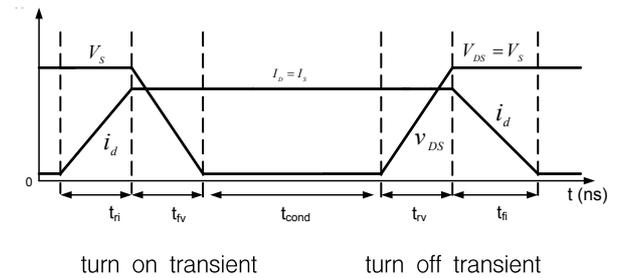


그림 4. MOSFET 스위칭 전압 전류 상태
Fig. 4. MOSFET switching voltage¤t state

MOSFET의 전력손실은 스위치 온&오프 transient 상태와 RDS 도통 상태에서 발생된다. 그림 4에서 스위치 turn on transient 상태는 t_{ri} 와 t_{rv} 구간이며 스위치 turn off transient 상태는 t_{rv} 와 t_{fi} 구간이다. 이 구간에서는 떨어지는 전압과 올라가는 전류가 또는 그 반대로 교차한다. 이 중복구간에서 손실이 발생한다.

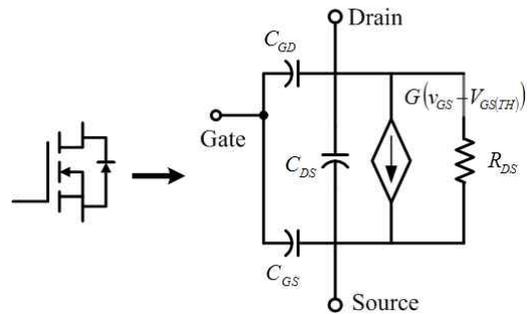


그림 5. MOSFET 내부 등가 회로
Fig. 5. MOSFET dynamic circuit model

턴 온&오프 transient 상태에서 발생하는 손실은 MOSFET의 입력 커패시턴스에 의한 구동 손실이다. 실제 MOSFET의 전기적 등가회로는 그림 5와 같이 나타난다[6]. MOSFET 내부의 기생 커패시턴스에 의한 게이트 전압의 충 방전에 관한 식을 풀어 MOSFET의 turn on과 off 시간을 구할 수 있다.

turn on transient 시간은 다음과 같다.

$$t_{on} = t_{ri} + t_{fv} \quad (4)$$

$$t_{ri} = R_G C_{iss} \ln \left(\frac{g_m \cdot V_G}{g_m (V_G - V_{GS(TH)}) - \frac{I_{DS}}{n}} \right)$$

$$t_{fv} = \frac{C_{GD} \left(V_S - \frac{I_{DS}}{n} \cdot R_{DS} \right)}{i_G}$$

다음으로 turn off transient 시간을 구해보면 식 (5)와 같다.

$$t_{off} = t_{rv} + t_{fi} \quad (5)$$

$$t_{rv} = \frac{V_s R_G C_{GD}}{V'_{GS}}$$

$$t_{fi} = R_G C_{iss} \ln \left[\frac{V'_{GS}}{V_{GS(TH)}} \right]$$

각 부분의 손실은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{sw}(t_{on}) = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot \frac{I_{DS}}{n} \cdot f_{sw} \cdot t_{on} \quad (6)$$

$$P_{sw}(t_{cond}) = \left(\frac{I_{DS}}{n} \right)^2 \cdot R_{DS} \cdot t_{cond} \cdot f_{sw} \quad (7)$$

$$P_{sw}(t_{off}) = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot \frac{I_{DS}}{n} \cdot f_{sw} \cdot t_{off} \quad (8)$$

전체 손실은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{sw} = (P_{sw-on} + P_{sw-off} + P_{sw-cond}) \times n$$

$$= \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{I_{DS}}{n} \cdot V_s \cdot f_{sw} (t_{on} + t_{off}) + \left(\frac{I_{DS}}{n} \right)^2 \cdot R_{DS} \cdot t_{cond} \cdot f_{sw} \right] \times n \quad (9)$$

2.2 Switching frequency effects

앞 절에서 전류에 변화에 따른 도통 상태 손실만 추

이를 보았는데 다음 그림은 transient 상태와 도통 상태의 손실의 합을 나타내었다. 입력전압은 BALLARD 사 연료전지 스택의 정격전압인 50[V]로 정하였고 MOSFET 는 IRF사의 IRFP4332 를 선정하였다. 그림 5의 실제적인 전기적 특성을 고려하기 위하여 제조사에서 제공한 표 1의 Parameter를 적용하였다.

표 1. MOSFET 주요 파라미터
Table 1. MOSFET Key Parameters

IRFP4332 Parameters (typical)	
RDS(ON)	29[mΩ]
Ciss(CGD+C _{GS})	5.86[nF]
Coss(C _{DS} +C _{GD})	530[pF]
Crss(C _{GD})	130[pF]
V _{GS(TH)}	3[V]
trr	190[ns]
Qrr	820[nF]

BALLARD사 연료전지 출력 정격인 1[kW] 일 때의 컨버터 스위칭 주파수에 따른 손실을 살펴본다. 위의 식 (9)를 통해 스위치의 개수에 따른 발생하는 손실을 구할 수 있다. 이 식을 통하여 다른 변수를 고정시키고 원하는 변수만 변화시키면서 결과 값을 볼 수 있다.

$$P_{sw} = n \times f_{sw} \times \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{I_{DS}}{n} \cdot V_s \cdot (t_{on} + t_{off}) + \left(\frac{I_{DS}}{n} \right)^2 \cdot R_{DS} \cdot t_{cond} \right] \quad (10)$$

식 (10)에서 IDS는 20[A]로 고정하고 스위칭 주파수를 10[kHz] 부터 50[kHz]까지 변화하였을 때의 스위치 전체 손실은 그림 6과 같다. 손실 계산에는 MATLAB이 사용되었다.

스위칭 주파수를 높게 하면 손실이 점차적으로 증가하는 것으로 나타났다. 하지만 스위칭 주파수가 높아야 컨버터 출력 단에 L과 C의 크기를 줄일 수 있기 때문에 낮게 할 수만도 없다. 손실과 주변회로의 성능 등을 고려하고 엔지니어적인 경험을 바탕으로 MOSFET 의 스위칭 주파수는 20[kHz]로 정하였다. 그리고 IDS에 증가에 따른 병렬 스위치 전체 손실은

그림 7에 나타난다. 이 결과 값 역시 MATLAB을 이용하여 계산하였다.

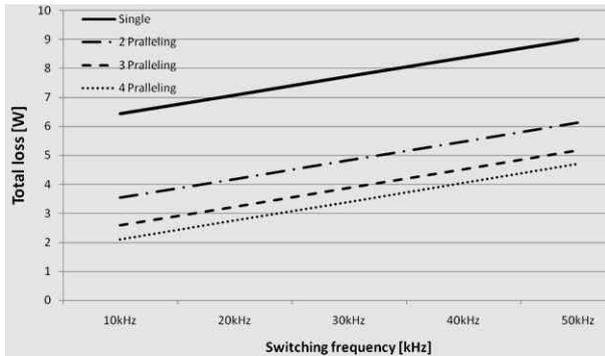


그림 6. fsw에 따른 전체(도통+transient) 손실
Fig. 6. Sum of conduction loss and transient loss according to switching frequency

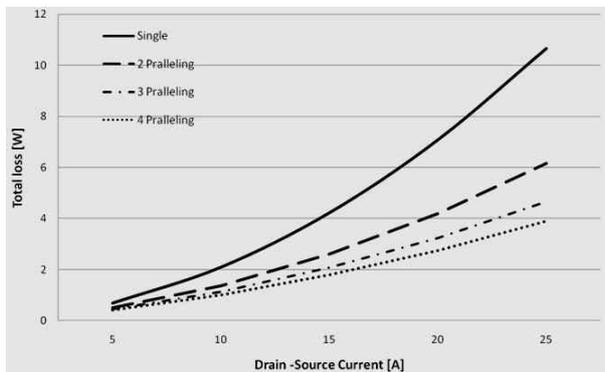


그림 7. IDS에 따른 전체(도통+transient) 손실
Fig. 7. Sum of conduction loss and transient loss according to drain to source current

3. Dynamic characteristics

3.1 The transient voltage & current spike

스위치 온-오프시 스위치 기생성분과 주변 회로의 기생성분으로 인한 예기치 못한 스파이크성 전압 전류 파형이 발생한다. 제안된 시스템인 풀브리지 컨버터 역시 그러한 특성이 나타나는데 그 발생 메커니즘을 분석하기로 한다.

그림 8에 t1 구간에서 MOSFET Q1은 on state이다.

풀 브리지 컨버터에서 전력은 1차측에서 2차측으로 전달되고 있는 상태이며 변압기 누설 인덕턴스에는 부하 전류가 흐르고 있는 상태이다.

T2 는 MOSFET Q1은 off state 로 바뀌는 구간이다. 변압기 누설 인덕턴스로 인하여 on state 동안 흐르던 전류는 off시 전류 패스를 찾지 못하고 transient 전압 스파이크로 나타난다. 스위치와 변압기의 기생 성분은 transient 전압 스파이크의 크기를 다음 식 (11)과 같이 결정한다[7].

$$V_{peak} = I_P \left(\sqrt{\frac{L_P}{C_P + C_{oss}}} \right) + V_{in} + \frac{V_{out}}{N} \quad (N: turnratio) \quad (11)$$

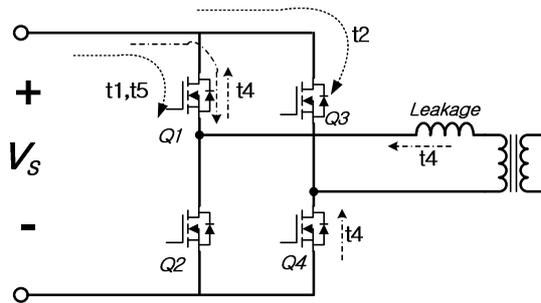
또한 MOSFET의 기생 캐패시턴스와 변압기 누설 인덕턴스로 인해 높은 주파수의 오실레이션이 시작 었지 부분에서 나타난다.

T3 이후 t4는 MOSFET Q1이 다시 on state로 바뀌는 구간이다. 이때 부하전류뿐만 아니라 Q2의 intrinsic diode에 차지된 역전류가 같이 흐르게 되어 Q1에 shoot-through current가 발생한다. 이 전류 스파이크의 시간은 MOSFET의 intrinsic diode의 특성인 trr에 의존하며 그 크기는 다음 식 (12)와 같다 [8-9].

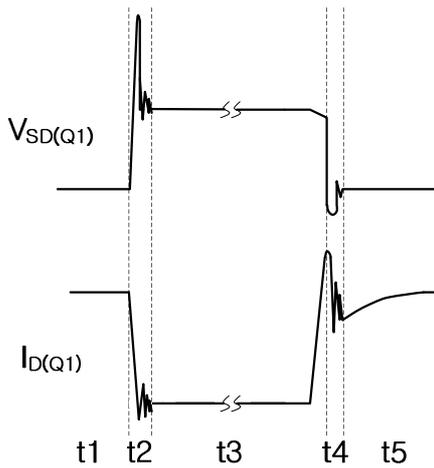
$$I_{peak} = f_{sw} \cdot Q_{rr} \cdot V_s \cdot \frac{di}{dt} \cdot t_{rr} \quad (12)$$

대상 컨버터의 스위치 off시 스위칭 파형은 그림 8과 같다. 전압스�파이크의 첨두치가 MOSFET의 전압 용량이 높을 경우 소자의 파괴는 일어날 가능성이 있다. 하지만 본 시스템의 경우 MOSFET 전압용량은 250[V]이기 때문에 문제가 되지 않는다.

스위칭 전류의 경우 전류스파이크를 막기 위하여 종전에 사용된 방법으로는 전류 스너버를 사용하거나 MOSFET를 천천히 턴온 시키는 방법 등이 있었지만 스너버 회로의 경우 회로 자체적으로 손실을 발생시키는 구조이고 MOSFET 을 천천히 턴온 시키는 방법 역시 스위칭 과도 상태를 길게 하여 손실을 가져오며 구조 또한 복잡해진다.



(a) Current flow



(b) waveform

그림 8. 스위치에서의 전압 전류 스파이크 발생
Fig. 8. Mechanism of current & voltage spike

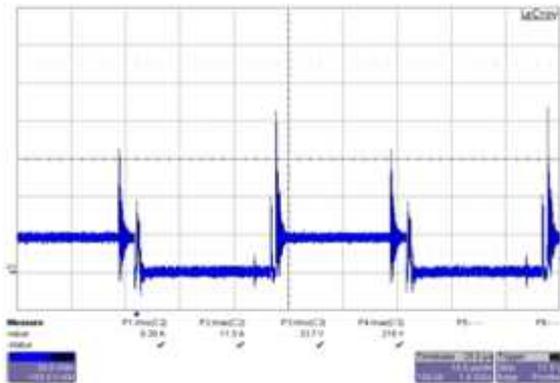
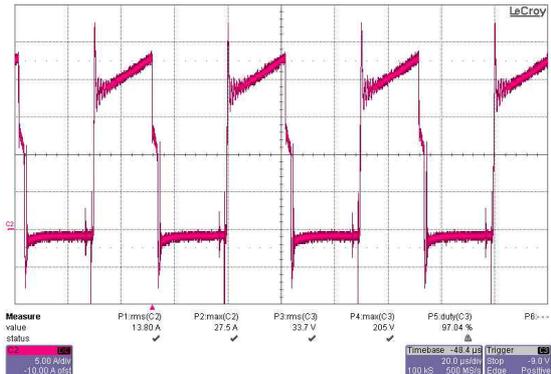


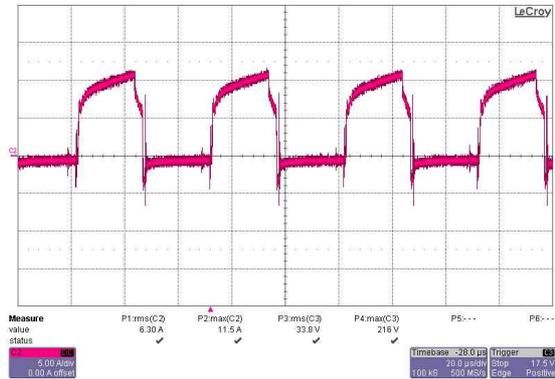
그림 9. 컨버터 스위칭 전압 파형(입력 1.1[kW])
Fig. 9. the converter switching voltage

병렬로 전류를 나누게 되면 전류 스파이크도 병렬 개수만큼 나누어진다. 그림 10과 같이 병렬 두 개를

사용하면 한 개를 사용하였을 때보다 전류 침투치도 반으로 줄어 들게 된다.



(a) n=1



(b) n=2

그림 10. 컨버터 스위칭 전류(입력 1.1[kW])
Fig. 10. Converter switch current

4. Temperature Effects

도통 손실은 R_{ds-on} 저항 손실이므로 열로서 방출 되게 된다. MOSFET의 R_{ds-on} 일반 저항처럼 고정 된 값을 갖는 것이 아니고 junction 온도에 따라 민감 하게 변한다. Rockwell International사의 “Thermal design of power MOSFETs operating in parallel” 리포트에는 온도 상승분에 대한 저항 증가량이 그래프 로 나타나 있다. 온도 1[°C]도 상승시 상온 25[°C]에서 R_{ds-on} 저항값에 1.25[%]씩 상승하는 것으로 나타난 다. 실험에 사용된 IRFP4332 의 datasheet 에 온도에 따른 저항값 변화 그래프가 첨부되어 있는데 0[°C]에

서 160[°C] 사이에서 위와 유사한 변화를 갖는다.

IRFP4332의 경우 drain에서 source로 20[A]가 흘렀을 때 소자의 온도는 상온에서부터 50[°C] 상승한 75[°C]가 된다. 위의 그래프에서 75[°C]인 경우 Rds-on는 상온에서의 값보다 160[%] 상승하게 된다. 소자를 두 개 병렬로 사용할 경우 위에서 계산한 바와 같이 전류는 반으로 줄고 도통 손실의 합도 반으로 줄어들게 된다. 온도 상승분은 30[°C] 상승한 55[°C]가 되어 Rds-on은 상온에서의 값보다 140[%] 상승한다. 사실 스위치를 Full로 온시키는 경우는 없으므로 Duty는 0.5로 가정한다. 도통 손실 이외의 transient 손실은 Rds-on의 변수가 존재하지 않으므로 없다고 가정한다.

$$\frac{D \times n \times \left(\frac{I_{DS}}{n}\right)^2 \times R_{DS} \times (100\% + 1.25\% + 30^\circ\text{C})}{D \times (I_{DS})^2 \times R_{DS} \times (100\% + 1.25\% + 50^\circ\text{C})} \quad (11)$$

$$= \frac{D \times \frac{n}{n^2} \times R_{DS} \times 140\%}{D \times (I_{DS})^2 \times R_{DS} \times 160\%} = \frac{2 \times \frac{1}{4} \times 1.4}{1.6}$$

$$= 0.44[\%]$$

이론상 2개 병렬의 도통 손실은 단일 사용시와 비교하여 50[%]이지만 온도에 따른 Rds-on의 변화를 고려하면 44[%]가 된다. 실제적으로 이러한 효과가 나타나는 것을 실험결과로 알 수 있다.

5. Experiment Results

제안된 알고리즘 검증을 위하여 1[kW]급 연료전지 풀브리지형 PCS를 그림 10과 같이 제작하였다. 실험 순서는 PCS의 풀브리지 컨버터를 그림 1과 같이 스위치를 1개에서 4개까지 늘려가면서 실험하였다.

연료전지의 출력은 BALLARD사 기준으로 50[V]라고 가정하고 DC power supply 50[V]를 소스로 사용하였다. 전류는 3[A]부터 22[A]까지 증가하면서 실험하였다. 컨버터의 스위칭 주파수는 20[kHz]로 고정하였다. 그림 11은 입력전력이 정격 1.1[kW]일 때의 MOSFET의 drain에서 source로 흐르는 전류와 양단의 전압이다.

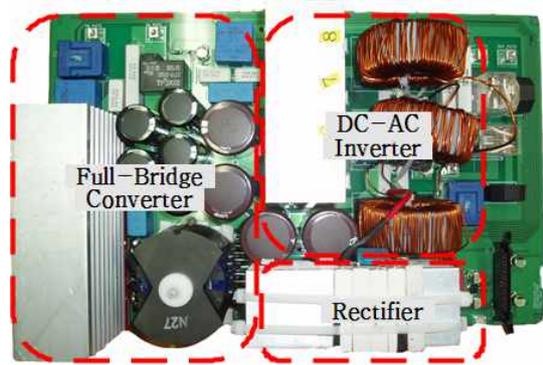
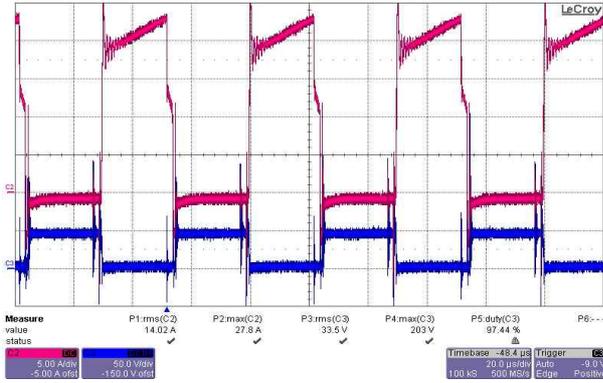


그림 10. 제작된 전력변환장치 외형
Fig. 10. Picture of the Full-Bridge type PCS

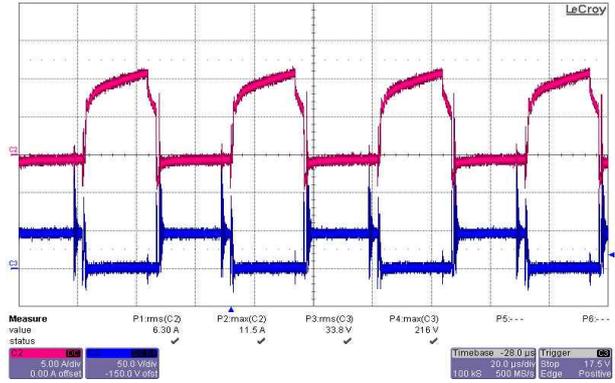
1[kW]급 연료전지 풀브리지 타입 PCS의 컨버터의 스위치 손실을 알기 위해 스위치 입출력을 Power Analyzer(PM3000A)를 통해 측정하였다. 그 결과는 그림 12의 그래프로 나타난다. MOSFET 내부의 기생 커패시턴스에 의한 게이트 전압의 충 방전을 고려하여 계산한 그림 7과 비교하였을 때 거의 일치하는 패턴을 갖는다.

6. 결 론

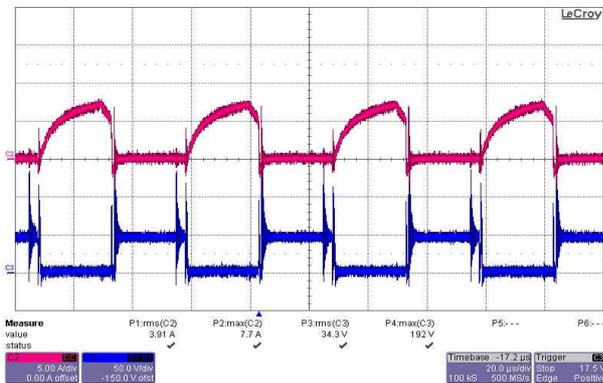
본 논문 “1[kW]급 연료전지용 풀브리지 컨버터 스위치 병렬특성 분석”에서는 전압은 낮고 전류는 높은 특성을 갖는 가정용 연료전지를 대상으로 하였다. 그에 맞추어 전력변환장치(PCS)의 컨버터를 저림하며 구조는 복잡하지 않고 효율을 높이기 위한 방안으로 스위치 병렬화를 제안하였다. 본 논문에서 제시한 MOSFET 내부의 기생 커패시턴스에 의한 게이트 전압의 충 방전과 drain-source 도통저항을 고려하여 계산한 손실에서 정격 입력 전력 1.1[kW]시 스위치를 단일로 사용하였을 때와 비교하였을 때 2개를 사용하였을 때 손실이 59.2[%], 3개 사용시 45.7[%], 4개 사용시 38.9[%]로 감소하였다. 실제 제작된 풀브리지 타입 PCS 운전하여 컨버터에서의 스위치 손실 측정 실험을 하였을 때는 단일 MOSFET사용과 비교하여 2개 사용시 57.9[%], 3개 사용시 43.2[%], 4개 사용시 38[%]로 감소하였다. 스위치 동작에 따른 동특성으로 전압 전류 스파이크 발생을 말할 수 있다. 제작된 컨



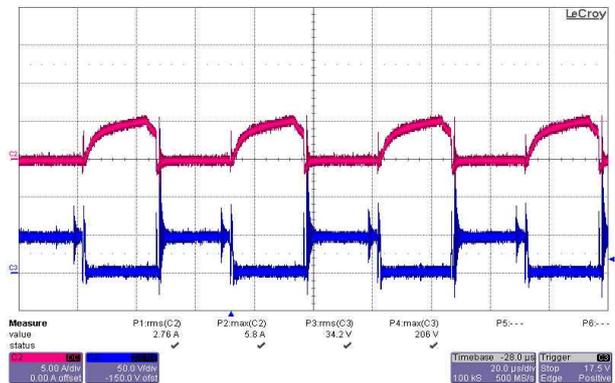
(a) n=1



(b) n=2



(c) n=3



(d) n=4

그림 11. 정격 1.1[kW]에서 스위치개수에 따른 스위치 전압 전류(위 : 전류, 아래 : 전압)
 Fig. 11. Switching Voltage & Current(Upside : current, Downside : voltage)

버터 병렬 스위치 4개 연결 PCS의 경우 정격 효율이 89.8[%]로써 현존 하드스위칭형 PCS중 최고수준의 효율을 갖는다. 전력별 효율은 그림 13과 같다.

컨버터 설계시 본 논문에서 설명한 수식으로 피크치를 예상하여 소자 정격을 결정하고 전류 피크치를 줄이기 위해 몇 개의 병렬소자를 써야 할지 예상할 수 있다. 또한 병렬로 소자를 사용하여 전류를 분배할 경우 Rds-on 저항에 의하여 발생하는 발열이 추가적으로 감소하는 것을 확인하였다. 손실과 온도 특성 이외에도 동특성으로 스위칭 시의 전압과 전류의 첨두치의 크기를 수식적으로 표현하여 추후 스위치 병렬형 설계시 안정적인 선정을 할 수 있는 가이드 라인을 제시한다.

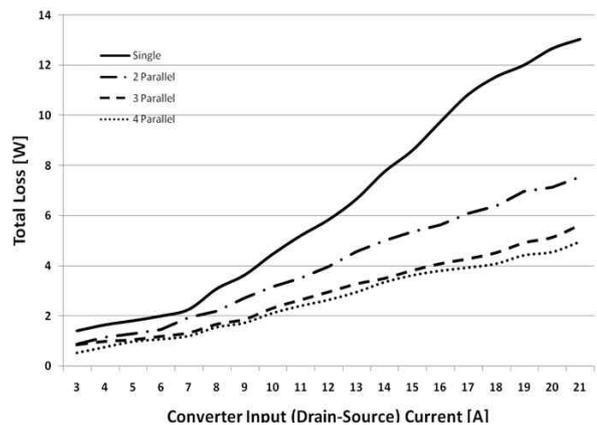


그림 12. 컨버터 스위치손실(PM3000A 사용)
 Fig. 12. The converter switch loss measured by PM3000A

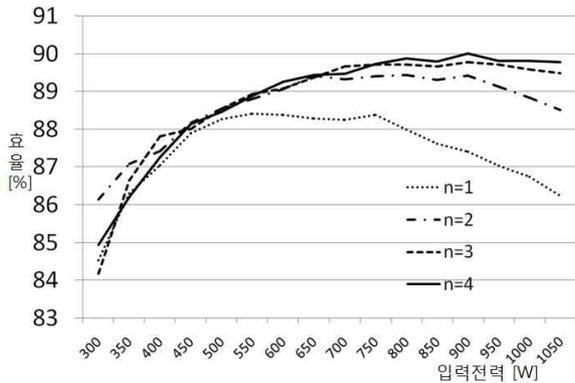


그림 13. 제작된 병렬스위치형 PCS 전체효율
Fig. 13. Switch Paralleling PCS efficiency

본 연구는 지식경제부의 지원에 의하여 기초전력연구원 (R-2007-1-015-01) 주관으로 수행된 과제임.

References

- [1] H. B. Puttgen, P. R. MacGrego, F. C. Lambert, "Distributed generation: semantic hype or the dawn of a new era", IEEE, Power and Energy Magazine, Volume: 1 Issue: 1, Jan.-Feb. 2003, pp. 22-29.
- [2] Jin Wang, Peng F Z, Anderson J, Joseph A, Buffenbarger R, "Low cost fuel cell converter system for residential power generation," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.19, no.5, pp. 1315-1322, Sept.
- [3] Y. R. Novaes, "Low Frequency Ripple Current Elimination in Fuel Cell Systems" IFEC, 2003 Fuel Cell seminar, 3 NOV 2003.
- [4] P.T. Krein, "Fuel Cells: Electrical Energy Conversion Issues", Power Point presentation of the University of Illinois at Urbana-Champaign, nov 2002.
- [5] Chris Smith, "Low-Cost Solid Oxide Fuel Cell Power Conditioning with Bidirectional Charging" IFEC, 2003 Fuel Cell seminar, 3 NOV 2003.
- [6] R.S.Ramshaw, "Power Electronics Semiconductor Switches" Chapman&Hall,.
- [7] MAXIM APPLICATION NOTE 848, "Snubber Circuits Suppress Voltage Transient Spikes in Multiple Output DC-DC Flyback Converter Power Supplies", NOV 12, 2001.
- [8] Vishay Siliconix AN705, "Si9910 Adaptive Power MOSFET Driver Improves Performance in High-Voltage Half-Bridge Applications", 15 FEB 1994.
- [9] Peter Markowski, Principal Engineer, Artesyn Technologies, Inc., and eMPOWER LLC , Estimating MOSFET switching losses means higher performance buck converters, 16. oct. 2009.

- [10] V. Parameswaran--Rockwell International "THERMAL DESIGN OF POWER MOSFETS OPERATING IN PARALLEL" MSC 1996 World Users' Conference Proceedings.
- [11] Jonathan Dodge, "Power MOSFET Tutorial" Application Note APT-0403, Advanced Power Technology.

◆ 저자소개 ◆



최중묵(崔重默)

1983년 1월 1일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2008년~현재 동대학원 전력전자전공 석사과정.



한동화(韓棟華)

1982년 11월 17일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



이영진(李永鎭)

1983년 2월 26일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학 박사과정



정병환(鄭炳煥)

1978년 11월 1일생. 2001년 경성대 전기공학과 졸업. 2003년 건국대 전기공학과 졸업(석사). 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 삼성탈레스 과장.



최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1987~1988년 미국 오레곤 주립대 전기공학과 Post-Doc. 1998~1999년 버지니아주립대 교환방문 교수. 1997~1998년 건국대 연구처 처장. 1996년~현재 건국대 산업기술연구원 인버터제어기술연구센터 소장. 1999년~현재 건국대 부설 전력전자기술연구센터 소장. 2002~2004년 건국대 교무처 처장. 1996년~현재 전기안전공사 전기안전 정책자문위원장. 2007~2008년 전력전자학회 회장 역임. 현재 건국대 전기공학과 교수.