

양방향 전력수수가 가능한 DC/DC 컨버터 개발

김은수* 조기연* 김원호* 유동욱 * 임근희 *
* 한국전기연구소

Development of A DC/DC converter with bidirectional power - flow capability

Eun - Soo Kim* Kee - Yeon Joe* Won - Ho Kim* Dong - Wook Yoo* Geun - Hie Rim*
(* KERI)

Abstract

The objective of the study is to design and develop a 6kW DC/DC converter with bidirectional power - flow capability. The DC/DC converter topology used in the study is the full - bridge (FB) pulse width modulated converter using ZVS.

High - frequency transformer is included to provide isolation between the source and loads.

This paper includes simulation and experimental results of the proposed converter.

1. 서론

현재 산업분야에서 널리 적용되고 있는 충전기는 강압용 변압기와 Thyristor 정류기, L.C Filter 등으로 구성되어져 있어, 장치 가격이 저가라는 잇점이 있으나 부피가 크고, 무거워 대용량 충전기 구성의 제작, 설치 작업이 어렵고, 효율이 낮으며, 특히 입력역률이 낮고 고조파 발생이 크다는 점 등이 기술적 취약성으로 지적되어 왔다.

본 연구에서는 이 결점을 개선하고자 그림 1과 같이 3상 AC/DC 컨버터부와 DC/DC 컨버터부로 구성되는 충전기 개발을 목적으로 하고 있고 AC/DC 컨버터부는 AC 입력전류를 정현파로 제어하면서 고조파 왜형을 5% 이하, 역률 0.95 이상 유지될수 있고, 양방향 전력수수가 가능하도록 구성하고, DC/DC 컨버터부는 충전기의 소형화, 고효율화 및 입력 전원측과 전기적 절연을 위

해 고주파 변압기를 적용한 ZVS - FB PWM Converter로 구성된다. 본 연구 발표에서는 상기 연구의 1단계로서 양방향 전력수수가 가능한 DC/DC 컨버터 (240VDC, 24A) 에 대한 회로 설계 시뮬레이션 및 실험 결과에 대해서 고찰하고자 한다.

2. ZVS - FB - PWM 컨버터

2.1 Soft switching DC/DC converter

DC/DC 컨버터 Topology에서 전기적 절연이 된 회로 방식으로는 기존 Full - Bridge 회로, 비대칭 Half - Bridge 회로 캐패시터로 분압된 대칭 Full - Bridge 방식이 사용될 수 있다.

각각의 방식을 비교해 보면, 기존 Full - Bridge 컨버터의 경우 스위칭시 변압기 누설분배에 따른 스위칭소자에 걸리는 peak 전압값에 따른 스위칭 손실이 크고, 공진형 컨버터, 준 공진형 컨버터의 경우 효율이 높고, 스위칭 주파수를 증가시킬 수 있지만 경부하에서의 Peak 전류에 따른 효율 저하와 스위칭소자의 선택에 있어서 한계가 있다.

따라서 본 연구에서는 스위칭시 소자의 Stress를 저감시키고, 고효율로 동작시킬 수 있는 Zero - Voltage Switching Full - Bridge 컨버터를 충전기에 적용했고 이 회로에 대한 가장 큰 접근목적은 다음장점에 근거했다.

- ◆ 고정된 주파수에서 동작되고, PWM에 의해 제어된다.
- ◆ 컨버터가 Zero Voltage Switching 함에 따라 소자의 스위칭 Stress 감소, 스위칭 손실과 EMI 감소
- ◆ Full Bridge 컨버터에 있어서 소자와 병렬로 외부의 역병렬 다이오드를 필요로 하지 때문에 IGBT의 내장 다이오드를 이용할 수 있으므로 최소의 Component 수로 구현가능하며 Phase Shift에 의한 제어 방식을 적용하여 Snubberless System을 실현할 수 있다.
- ◆ 변압기의 누설 또는 기생성분을 이용한다.
- ◆ 양방향 전력수수가 가능하다.

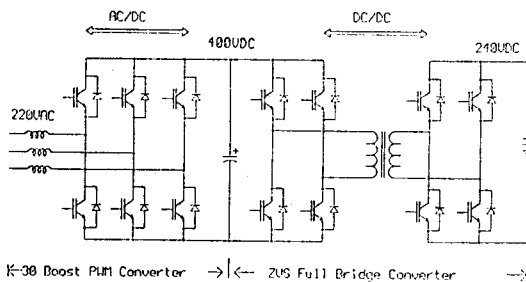


그림 1. 고역율 고효율 컨버터 주회로도

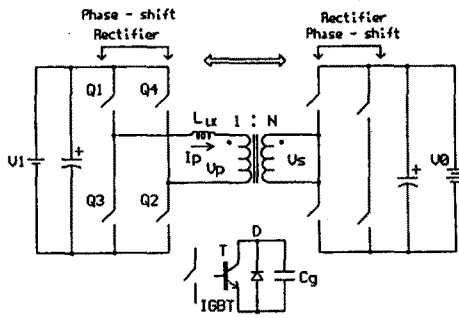
이와같은 장점들에 반해 기존의 PWM 컨버터와 비교하여 다음과 같은 단점들이 지적될 수 있다.

- ◆ 안정한 ZVS 동작을 확보하기 위해 고주파 변압기의 누설 인덕턴스를 증가시키기 때문에 이용할 수 있는 변환범위가 감소된다.
- ◆ 고주파 변압기 2차측의 전류 불연속 구간은 고주파 변압기 누설인덕턴스와 출력정류부 소자의 기생 캐패시턴스 사이에 감쇄 진동이 발생하는 단점이 있다.

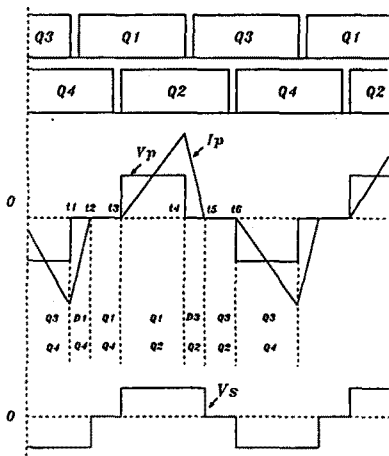
2.2 동작원리

DC/DC 변환부에서 양방향 전력수수가 가능한 기능을 갖을 수 있도록 하기 위해 그림 2에서의 같이 충전할 때는 1차측이 Phase shift 스위칭하고, 2차측은 정류부로 동작하여 순변환동작을 하고 역변환시는 2차측이 Phase shift 스위칭하고, 1차측은 정류부로 동작시키는 방식으로, 기존 컨버터 방식에 있어서는 출력측에 인덕터가 있지만 이방식은 출력측에 인덕터 없이 캐패시터가 바로 연결된 Phase-Shift Single Active-Bridge Converter 방식이다.

이 방식 또한 일정주파수로 스위칭하고, 출력측 인덕터를 갖는 ZVS_FB_Converter와 마찬가지로 High Frequency 변압기의 누설인덕턴스를 이용하여 Soft-Switching을 행한다.



a)



b)

그림 2. 양방향 전력수수가 가능한 Phase-shift Single Active-Bridge Converter 주회로 및 동작 파형

이 Scheme에서 Soft Switching을 이루기 위한 Mechanism은 1차측 Full bridge 두 Legs에 있어서 다르다.

$t_1 \sim t_2, t_4 \sim t_5$ 시점에서 Q_1 과 Q_2 의 소자에 있어서 VZS는 누설인덕턴스 L_{lk} 와 스위칭소자 및 변압기의 기생 캐패시턴스 사이의 공진에 의해 제공된다.

그림2 (b)에서 Q_1 이 Turn-on하기전 변압기의 일차측에 흐르는 전류는 Q_3 와 Q_4 를 통해서 흐르다가 Q_3 가 Turn-off하면 변압기 누설인덕턴스에 남아 있는 에너지는 D_1 과 Q_4 를 통해서 강제적으로 환류하고 Q_1 이 Turn-on하기전 Q_1 의 역병렬 다이오드 D_1 이 Turn-on하기 위해서는 Q_1 의 캐패시턴스는 방전하여야 하고 Q_3 의 캐패시턴스는 입력전압으로 충전되어야 한다.

Q_1 과 Q_3 의 캐패시턴스가 충·방전을 하기 위하여 이용할 수 있는 에너지는 변압기 누설인덕턴스에 축적된 에너지이다.

그러므로, 누설인덕턴스 L_{lk} 에 축적된 에너지는

$$E = \frac{1}{2} L_{lk} I_p^2 > 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_{cg}}{V_{in}} \right) C_g V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \dots (1)$$

I_p : t_1 과 t_4 시점에서의 일차측 전류

V_{in} : 입력전압

V_{cg} : 1MHz에서 C_g 측정전압

C_g : Device 출력캐패시턴스, C_{TR} : 변압기 권선의 기생 캐패시턴스

1) 식과 같이 변압기의 누설인덕턴스에 축적된 에너지가 IGBT 및 변압기의 출력 캐패시턴스에 축적된 에너지보다 크다면 Q_1 과 Q_3 의 스위치에 대해서 Zero Voltage Turn-on할 수 있다.

또한 Q_1 의 Turn-on에 D_1 이 도전할 것을 확인하기 위해 Q_3 의 Turn-off와 Q_1 의 Turn-on 사이에 Dead Time이 필요하다.

L_{lk} , C_g 와 C_{TR} 사이의 공진은 출력 캐패시터에 정현파 전압형태로 나타나고, 공진주기의 1/2에서 출력캐패시터의 전압값이 최대에 이른다.

$$\delta_{\max} = \frac{T}{2} = \pi \sqrt{L_{lk} C} \dots (2)$$

$$\text{여기서 } C = 2 \cdot \left(\frac{V_{cg}}{V_{in}} \right) C_g + C_{TR}$$

Q_1 과 Q_3 사이의 Dead Time δ_{\max} 은 L_{lk} 에 축적된 모든 에너지가 소자의 출력캐패시턴스를 충전과 방전하도록 구성될 수 있는 공진주기의 $\frac{T}{2}$ 정도에서 최대 Dead time δ_{\max} 을 Setting해야 된다. 공진전압이 V_{in} 전압보다 크거나 같을 때 Q_1 의 Turn-on하기 앞서 다이오드 D_1 이 도전할 수 있는 경로를 제공하지만 V_{in} 전압보다 적을 때는 공진주기가 끝나는 시점까지 Q_1 의 Turn-on시 $V_{in} + L_{lk} \frac{dI_p}{dt}$ 정도의 전압상승이 존재하여 ZVS 조건을 잃게 된다. 결과적으로 L_{lk} 값은 ZVS가 요구되는 최저부하전류에 대하여 ZVS를 제공하기 위해 선택되어야 한다.

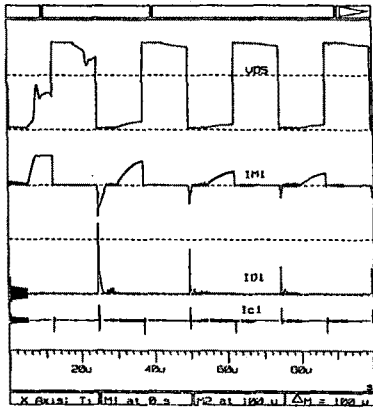
L_{lk} 의 보다 큰 값은 ZVS 범위를 증가시키지만 더욱더 많은 duty cycle 손실이 증가한다. Duty Cycle의 손실은 보다 많은 Turn-ratio에 의해 보상되지만 스위치에 있어서 전류는 증가한다. 따라서 설계는 효율과 ZVS 범위사이의 Trade-off에 의해 결정하는 것이 좋다.

본 연구에서는 ZVS를 하기 위해 필요로 하는 누설인덕턴스를 외부에 인덕터를 두는 방식보다는 고주파 변압기 설계에 있어서 core에 Gap을 삽입하여 누설 인덕턴스를 증가시키는 방법으로 설계했다.

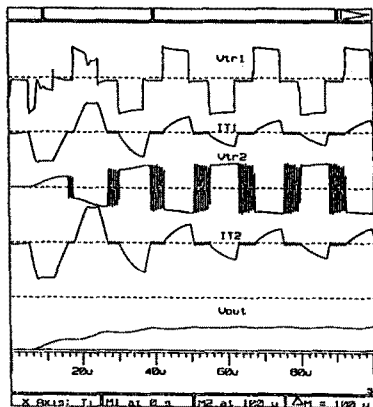
$t_2 \sim t_3$, $t_5 \sim t_6$ 시점에서 Q_2 와 Q_4 의 Soft switching은 변압기에 흐르는 전류가 continuous일 경우는 위에 서술한 것과 같이 ZVS조건이 이루어지지만, discontinuous일 경우는 영전류 시점에서 스위칭하므로 마찬가지로 soft switching한다는 것을 알 수 있다.

다음과 같은 조건에서 시뮬레이션한 파형을 그림3에 나타냈다.

- 변압기 누설인덕턴스 $L_k : 8 \mu H$
- 변압기 권선 Stray Capacitance $C_{TR} : 4150PF$
- 스위칭소자의 출력 Capacitance $C_g : 14500PF$
- Dead Time $t_{max} : 0.9 \mu S$
- Core : H7C1-120



a) 스위칭소자 양단 전압 및 전류파형 (200V/DIV, 200A/DIV)
내장다이오드와 출력 Capacitance의 전류파형 (100A/DIV)



b) 고주파 변압기 전압 및 전류파형과 출력 전압파형 (500V/DIV, 200A/DIV)

그림 3. Phase - shift Single Active - Bridge Converter Simulation파형

시뮬레이션에서 알 수 있는 바와 같이 1차측 스위칭소자 Q_1 의 역병렬 다이오드 D_1 도전후 Q_1 이 Trun-on 함으로서 ZVS 함을 볼 수 있다. 하지만 2차측 출력에 인덕터가 없으므로 저 임피던스 경로를 형성해 주는 순환전류가 흐르지 않으므로서 불연속 구간에 변압기 2차측에 누설분배 따른 감쇄 기생진동이 발생함을 알 수 있다. 이 기생진동의 Peak값은 입력전압크기 정도로 소자의 전압 stress는 크지 않다는 것을 알 수 있지만 출력 측 다이오드의 역회복 시간에 따른 손실문제가 발생될 수 있다.

3. 제어회로 설계

Phase-shift구동회로에 대한 블록도를 그림 4에 나타냈다. 왼쪽의 Flip-Flop은 Full-Bridge의 한쪽 leg의 IGBT Gate에 Pulse를 교번적으로 제공하기 위해 고정된 60kHz의 clock신호에 의해 트리거 되고, 아래쪽 Flip-flop은 Bridge의 다른쪽에 대해 구동할 수 있도록 200ns 정도의 약한 Delay된 PWM신호의 Trailing Edge에 의해 트리거 된다. 두 Flip-Flop의 출력신호를 Dead time set회로를 거쳐 IGBT구동회로에 입력된다. 출력전압 Sensing은 LEM LV25-P의 절연된 전압 Transducer를 사용하였고, 전류 Sensing은 일반 Hall CT를 사용하여 제어했으며, 정전압, 정전류 제어시 Compensator는 충분한 Phase Margin과 Gain Margin을 갖도록 설계했다.

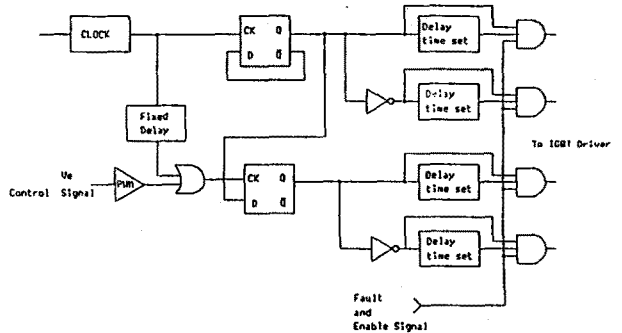


그림 4. Phase shift PWM 제어회로

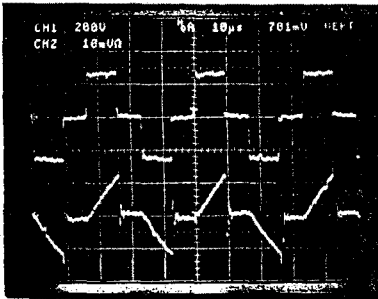
4. 실험결과

본 연구에서 적용된 Phase shift Single Active Bridge Converter는 3상 AC220V를 입력받아 정류 다이오드와 LC 필터 통하여 정류된 DC전압을 입력으로 하여 동작되고, 출력측 부하는 Battery 대신 저항부하로 하여 실험한 결과이다.

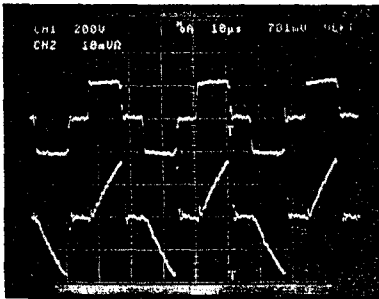
그림 5는 50%부하에서의 고주파 변압기의 1차측, 2차측 전압, 전류 실험파형이다. 1차측 변압기 전압은 그림 3의 시뮬레이션에서의 같이 주 소자의 Zero Voltage Switching에 따라 peak 전압 없이 깨끗하게 나타나지만 변압기 2차측전압은 변압기의 누설 인덕턴스와 소자의 기생 캐패시턴스에 따른 감쇄 기생진동이 발생함을 알 수 있다. (기생진동은 Digital scope로는 볼수 없으므로 그림 5(c)의 Power Scope냈다.)

감쇄 기생진동은 다이오드의 역회복시간에 따라 영향을 받을

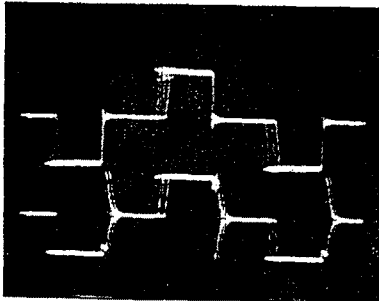
뿐만 아니라 손실 및 EMI의 주요인으로 발생한다. 이러한 기생 진동을 저감하기 위한 회로를 구성중에 있고 현재는 IGBT와 역 병렬로 30ns 정도의 FRD를 부가함에 의해 IGBT보다 다이오드 역회복시간에 따른 손실은 저감할수 있었고, 기생진동에 따른 문제는 발생하지 않았다.



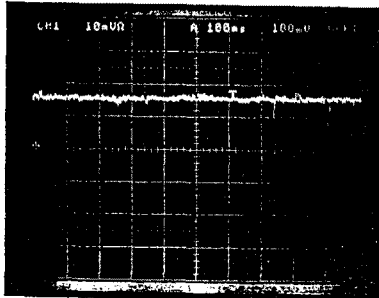
a) 1차측 고주파 변압기 전압, 전류 파형 (200V/DIV, 10A/DIV, 10 μ s/DIV)



b) 2차측 고주파 변압기 전압, 전류 파형 (200V/DIV, 10A/DIV, 10 μ s/DIV)



c) Power Scope에 의해 본 고주파 변압기 1차측, 2차측 전압파형 (200V/DIV, 5 μ s/DIV)



d) 정전류 제어시 부하 변동에 따른 응답 특성 (10A/DIV, 100ms/DIV, 10 Ω \rightarrow 5 Ω \rightarrow 10 Ω)

그림 5. 고주파 변압기 전압, 전류 파형

Measured efficiency

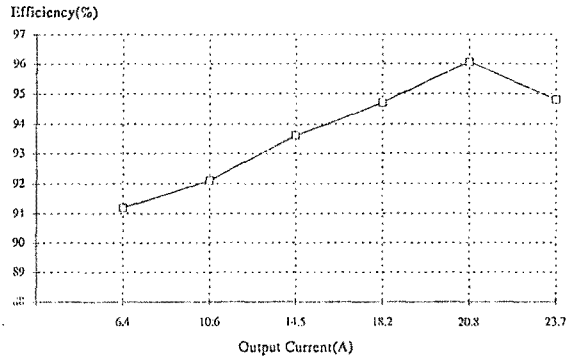


그림 6. 개발된 시제품의 효율특성

그림 6의 효율 특성에서 보는 바와 같이 85%부하에서 96%의 높은 효율을 나타냈고, 정적부하에서는 94.8%로 높은 효율을 나타냈다. 향후 개발될 입력 측 양방향 3 ϕ -PWM Boost Converter와 결합했을때 전체 효율 88%이상의 목표값은 달성할 수 있으리라 생각된다. 정전압 제어시 부하급변에 따라 출력전압에 DIP UP현상이 거의 나타나지 않고 정전압(240V DC)제어가 잘되고 있음을 알수 있고 정전류 제어시는 Hall CT의 30 μ s 정도의 응답지연 시간과 다른 지연요소에 의해 그림 5(d)의 결과에서 처럼 부하급변시 출력전류에 DIP, UP현상이 발생함을 알수 있다.

5. 결론

양방향 전력수수가 가능한 Phase-shift Single Active ZVS-FB-Converter 방식에 대해 Computer Simulation을 행하고 Prototype 제작을 통한 실험으로 그 결과를 확인하였다. 30kHz의 고주파 스위칭을 도입 고주파 변압기를 이용하여 전원과 부하간의 절연을 확보하고, 기존의 Thyristor 위상제어 방식에 비해 소형·경량화가 가능했으며, 정적부하에서 94.8%의 높은 효율을 얻을 수 있었다.

Resonant 스위칭 방식에 비해 소자의 스트레스를 훨씬 감소시켜 소자의 전압정격을 낮추고, r_ms 전류값도 감소시켜 효율개선에 기여하였다. 향후 연구과제로는 고주파 변압기의 2차측에 나타나는 기생성분에 의한 oscillation을 들 수 있으며, 스위칭 패턴의 변화나 Active 스너버 회로를 적용하여 그 영향을 감소시킬 수 있으리라 생각된다.

참고문헌

1. "Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", 1990
2. A.W.Lotfi, J.A.Sabate, "Design Optimization of the Zero - Voltage - Switched PWM Converter.", VPEC Seminar, 1990
3. J.A.Sabate, V.Viatkovic, "Design Consideration for High - Voltage, High - Power, Full - Bridge, Zero - Voltage - Switched PWM Converter", APEC, 1990
4. Mustansir H. Kherluwala, D.M. Divan, "Design Considerations for High Power Density DC/DC Converter", HPCC, 1990