

# 차량용 군용 전원장치

성 환 호\*, 이 재 택\*\*

((주)피에스텍 \*대표, \*\*기술연구소장)

## 1. 서론

저전압 대전류 입력의 DC/DC 컨버터는 최근 들어 활발히 개발이 진행되고 있는 연료전지용 부스터나 차량에 장착된 모터 구동 인버터용 부스터를 위해 개발이 진행되고 있다. 저전압 대전류 입력의 DC/DC 컨버터는 다른 컨버터에 비해 도통손실(Conduction Loss)의 비중이 스위칭손실에 비해 크고 회로내의 스트레이 인덕턴스의 영향을 크게 받는다는 것이 특징이다. 또한 차량에 장착되므로 크기와 중량에 제한을 받고 제한된 에너지원을 이용하기 때문에 고효율의 실현이 무엇보다도 중요하다.

본 논문에서는 K9용 탄약운반장갑차에 적용하기 위하여 개발한 입력전압 범위 18~30V, 최대 입력전류 550A, 출력전압 270V에 최대 출력전력 10kW의 DC/DC 컨버터를 92%의 고효율로 구현하고 그 과정을 정리하였다.

## 2. 회로방식에 대한 비교

저전압 대전류 입력의 DC/DC 컨버터로 가능한 회로방식은 먼저 입출력 사이에 전기적인 절연을 필요로 하느냐에 따라서 절연형과 비절연형으로 나눌 수 있다. 그리고 같은 회로를 이용하더라도 어떠한 제어방법을 이용하느냐에 따라서 그 동작이 달라지기도 한다. 검토한 가능한 회로방식들과 그 장단점은 다음과 같다.

### 2.1 부스트 컨버터

대부분 출력전압이 입력전압보다 큰 부스터(Booster)의 형식을 취하기 때문에 입출력 그라운드를 공유하는 회로는 부스트 컨버터(Boost Converter)를 이용한다. 부스트 컨버터에서는 최대전류는 입력전류이고 최대전류는 출력전압이므로 부스트 컨버터의 외형용량은 출력전압과 입력전류와의 곱으로 결정된다. 따라서 입출력 전압의 차이가 크면 즉 승압비가 크면 적절한 효율을 얻기가 힘들다. 승압비가 크면 듀티비(Duty Ratio)가 커져서 입력전류의 대부분이 스위칭소자로 흘러야 하고 소자의 내압은 출력전압과 같으므로 높은 내압의 소자로 큰 전류를 흘리며 스위칭해야 하므로 도통손실과 스위칭손실이 모두 커지게 되어 고효율의 실현이 힘들어 지는 것이다. 효율을 보장할 수 있는 적절한 승압비는 3배 전후이며 최대한 5배를 넘기지 않는 것이 적절한 것으로 계산되었다.

효율문제가 아니더라도 듀티비가 80~90%되면 제어회로가 잡음의 영향을 크게 받을 수 있고 부스트 컨버터의 특징인 우반면 영점(Right Half Plain Zero)의 영향으로 제어 대역폭을 줄여야 하는 단점도 있다. 따라서 10배 이상으로 승압하면서 게이트 구동(Gate Drive)이나 전압감지 등의 장점으로 인해 부스트 컨버터의 형식을 취하는 것이 유리하다고 판단된다면 그림 1(b)처럼 이단(Two Stage)의 부스트 컨버터를 이용하는 것이 유리하다. 연료전지용 부스터로 차량에 탑재되는 입력전압 100V 전후에 최대 입력전류 300A이고 출력전압이 300V 전후인 부스트컨버터의 경우에 최대효율 96%까지 가

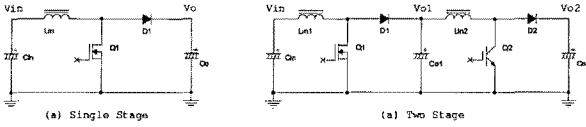


그림 1 부스트 컨버터

능하다는 것을 실제 제작을 통해 확인하였다. 입력전압이 커지면 효율은 조금 더 상승하게 된다.

부스트컨버터의 경우에 입력전압의 범위나 전류용량에 따라서 효율을 높이기 위해 보조 스위칭소자를 이용해 영전압 스위칭을 구현하는 등 여러 가지 방법을 이용할 수 있다. 그러나 입력전류가 수백A 이상되는 대용량 컨버터의 경우에는 여러 개의 스위칭 소자를 병렬로 연결하거나 여러 개의 컨버터를 병렬로 운전하는 형태를 이용할 수 밖에 없어서 신뢰성 저감이 우려되는 복잡한 제어방법의 채택에는 신중을 기해야 할 것으로 판단된다.

### 2.2 푸쉬풀 컨버터

입출력 사이에 전기적 절연이 필요하거나 입출력 전압의 차이가 크면 트랜스포머를 이용하는 것이 유리하다. 트랜스포머를 이용한 회로방식 중에는 가장 간단한 것이 푸쉬풀 컨버터이다. 푸쉬풀 컨버터의 장점은 스위칭 소자의 에미터나 소스의 그라운드와 전원의 그라운드와 같기 때문에 게이트 구동이 간단하다는 것이다. 단점은 트랜스포머의 누설 인덕턴스(Leakage Inductance)에 저장된 에너지( $0.5L_p I_p^2$ )가 대부분 손실( $0.5L_p I_p^2 * 2f_{sw}$ )이 되기 때문에 고효율을 구현하기가 힘들어진다. 손실뿐만 아니라 그 에너지는 가장 중요한 부품인 스위칭 소자의 내압에 치명적인 영향을 미치기 때문에 보호용 스너버 회로를 반드시 채택해야 한다. 따라서 푸쉬풀 컨버터는 입력전류가 큰 경우에는 채택하기가 힘든 회로방식이라 할 수 있다.

### 2.3 하프브리지 컨버터

하프브리지 컨버터나 다음에 나오는 풀브리지 컨버터에서는 스위칭 소자의 내압이 입력전압으로 제한되기 때문에 푸쉬풀 컨버터에 비해서 단순한 회로구성을 할 수 있다. 저전압 대전류 입력의 DC/DC 컨버터에서 트랜스포머를 이용할 경우에 스위칭 주파수가 수십kHz 이상이 되면 일차권선은 한 턴이 된다. 하프브리지 컨버터의 경우에는 전원전압을 절반으로 나누는 콘덴서를 이용해서 마치 전원전압이 절반인 것처럼 트랜스포머를 설계하게 된다. 따라서 풀브리지 컨버터의 경우에 한 턴이면 하프브리지 컨버터에서는 반 턴이 된다. 반 턴이 불가능한 것은 아니지만 트랜스포머의 제작과 효율에 상당한 영향을 미치게 된다. 일차권선을 한 턴으로 할 경우에는 이차권선 수는 풀브리지 컨버터에 비해 두 배로 감아야 한다. 이와 같은

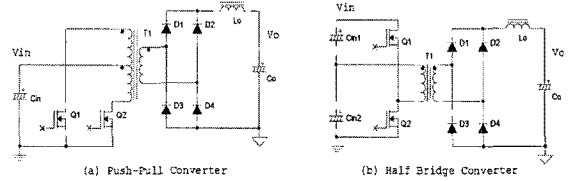


그림 2 푸쉬풀 컨버터와 하프브리지 컨버터

방법으로 트랜스포머를 설계하면 기형적인 코어 형태가 되는 지 크기가 커지든지 둘 중의 하나가 될 수 밖에 없다. 무엇보다도 입력전류의 두 배에 해당하는 리플전류를 흘릴 수 있는 입력콘덴서에 대한 부담이 너무 크므로 입력전류가 대전류인 경우에는 채택하기가 매우 힘든 회로방식이라고 판단된다.

### 2.4 풀브리지

절연이 필요한 대용량 컨버터에 적용되는 가장 일반적인 회로방식이 풀브리지 컨버터이다. 스위칭 소자의 개수가 많아 보이지만 도통손실을 고려하면 다른 회로방식을 적용하더라도 전체 스위칭 소자의 개수에는 차이가 나지 않는다. 다만 게이트 구동이 상대적으로 힘들지만 대용량에서는 피할 수 없는 부분이라 판단된다. 적절한 제어방법을 채택하면 게이트 구동도 어렵지는 않다고 할 수 있다.

풀브리지 컨버터의 경우에는 제어하는 방법에 따라서 같은 회로방식임에도 불구하고 동작은 크게 달라질 수 있다. 이제 는 일반화되고 있는 위상전이 PWM(Phase-shifted Pulse Width Modulation)을 이용하면 다른 부품의 추가없이 트랜스포머의 누설 인덕턴스만을 이용해 소프트 스위칭이 가능하여 고효율의 컨버터를 구현할 수 있다. 출력 인덕터의 전류를 일차를 통해 프리휠링(Free Wheeling)시키므로 해서 스위칭 소자의 도통손실이 다소 증가하지만 누설 인덕턴스와 스위칭 소자의 접합용량(Junction Capacitance)의 발진(Ringing)으로 인한 추가 손실을 줄일 수 있어서 단점으로도 볼 수는 없다. 특히 역회복 시간이 긴 기생 다이오드를 가진 MOSFET을 스위칭 소자로 이용할 경우에는 오히려 장점이 될 수도 있다. 이 제어방법에서는 스위칭 소자의 구동 듀티비가 항상 50%에 가까우므로 트랜스포머를 이용해서 쉽게 구동할 수 있다.<sup>[2][3][4][5]</sup>

### 2.5 직렬공진형 컨버터

2.4절에서 언급한 풀브리지 컨버터의 경우에는 회로상에는 빠져 있지만 출력단의 정류다이오드의 내압에 문제가 발생한다. 충분히 높은 내압의 다이오드를 이용하면 되지만 다이오드의 내압이 높아질수록 역회복 시간도 비례하여 증가한다. 역회복 시간의 증가로 인한 추가 손실은 스위칭 주파수에 비례하여 증가하는데 이 손실은 풀브리지 컨버터의 스위칭 주

파수를 특정 주파수 이상 증가시키지 못하는 한가지 원인이 된다. 이와 같은 단점을 극복하기 위한 회로방식이 바로 직렬 공진형 컨버터이다.

일차측에 공진 인덕터와 공진 콘덴서를 직렬로 삽입하고 공진을 일으키고 공진전류를 정류하여 출력으로 전달하는 방식으로 동작한다. 이러한 직렬공진형 컨버터의 장점은 바로 일차측 스위칭 소자의 내압은 입력전압으로 제한되고 이차측 정류 다이오드의 내압은 출력전압으로 제한된다는 것이다. 양쪽 다 최소한의 내압으로 소자를 선정할 수 있는 것이다. 특히 정류다이오드의 경우에는 내압뿐만 아니라 역회복 시간으로 인한 손실이 거의 발생하지 않는다. 앞서 언급한 풀브리지 컨버터의 경우에는 역회복 시간 동안 유기된 역회복 전류는 대부분이 손실이 되지만 직렬공진형 컨버터에서는 공진 인덕터로 인해 유기되는 역회복 전류도 작을 뿐만 아니라 유기된 역회복 전류도 공진 인덕터에 저장되어 출력이나 입력으로 다시 전달되어 손실이 되지 않는다.

입력전류가 적당한 수준까지는 공진 인덕터의 제작과 공진 콘덴서의 선정이 큰 문제가 되지 않지만 입력전류가 대전류인 경우에는 쉬운 일이 되지 않는다. 또한 입력전압이 낮고 출력전압이 큰 경우에는 입력력 권선비가 정해지고 스위칭 주파수를 높여도 일차권선을 한 턴 이하로 낮출 수가 없어서 스위칭 주파수를 증가시켜 트랜스포머의 크기를 줄이는 데는 한계가 있다. 그리고 많은 수의 소자를 병렬로 연결하여 구동하는 경우에는 게이트 구동의 어려움으로 인해 스위칭 주파수를 높이는 것이 힘들어지므로 이 회로방식의 장점이 반감한다고 할 수 있다.

### 3. 위상천이 PWM 컨버터의 동작

위상천이 PWM 컨버터는 PWM을 기본으로 한 소프트 스위칭 컨버터로 최근 들어서 폭넓게 쓰이고 있다. 트랜스포머의 누설 인덕턴스를 적절히 이용하면 기존 PWM 컨버터에 비해 부품을 추가할 필요가 없다는 것이 장점이다. 하드웨어를 공유하면서 제어방법만 변경하여 소프트 스위칭이 가능한 것이다. 소프트 스위칭은 일차 스위칭 소자에만 한정된 것이고 이차측 정류 다이오드에서는 역회복 시간으로 인한 문제가 기존 PWM 컨버터와 동일하게 나타난다.

위상천이 PWM 컨버터의 동작을 설명하기 위한 회로가 그림 4에 있다. Q1~Q4는 스위칭 소자, D1~D4는 스위칭 소자의 기생 다이오드(Body Diode), C1~C4는 스위칭 소자의 접합용량(Junction Capacitance)이며 필요에 따라 콘덴서를 추가할 수도 있다. L1은 트랜스포머의 누설 인덕턴스로 지금까지의 회로는 그림 4에 있는 풀브리지 컨버터의 숨어 있는 정수를 나타내기만 했을 뿐 다른 회로는 아니다. 정류 다이오드의 역회복 시간으로 인한 내압상승을 막기 위해 스너버를

채택하였으나 간단한 설명을 위해 여기서는 생략하였다. 적당한 값을 갖는다고 가정하고 정류 다이오드의 역회복 시간과 기생공진의 영향을 무시한 이상적인 동작파형은 그림5와 같다. 동작파형의 상세한 설명은 참고문헌을 참조하기 바란다<sup>(2)(3)(4)(5)</sup>.

복잡해 보이는 동작이지만 Q1과 Q3, Q2와 Q4를 각각 같은 시간(듀티비 50%)으로 온-오프를 반복하면서 출력을 제어하기 위한 듀티비 만큼 위상차이를 주면 자연스럽게 그림 5의 파형처럼 동작하게 된다. 그림 5와 같은 동작파형을 보일 때 Q1과 Q3을 온 폴(On Pole), Q2와 Q4를 오프 폴(Off Pole)이라고 부르는 것이 적합하다. 왜냐하면 온 폴은 기존 PWM 컨버터의 온을 시작하는 점에서 스위칭을 하고 오프 폴은 오프하는 점(온 구간이 끝나는 점)에서 스위칭을 하기 때문이다. 오프 폴은 출력 인덕터(Lo)와 누설 인덕턴스(Ll)가 직렬로 보일 때에 스위칭을 하므로 Lo의 충분한 에너지를 이용하여 C2와 C4를 Vin까지 충전전이 Q2와 Q4의 가능하여 영전압 스위칭 (Zero Voltage Switching, 엄밀한 의미에서는 Zero Voltage Turn-on)이 가능하다<sup>(1)</sup>. 따라서 C2와 C4를 크게하여 턴오프 스위칭 손실을 줄이고 V24의 상하강 기울기를 느리게 할 수 있다. 온 폴에서는 작은 누설 인덕턴스의 에너지만으로 C1과 C3을 Vin까지 충전전시켜야 하므로 C1과 C3이 커지면 Q1과 Q3의 영전압 스위칭은 힘들어진다. 영전압 스위칭을 위해 누설 인덕턴스를 크게하는 것은 효율을 저하시키는 원인이 된다. 누설 인덕턴스가 커지면 일차전류(Ip)의 극성이 역전되는데 걸리는 시간( $t_4 \sim t_6$ ,  $t_9 \sim t_{11}$ )이 길어지는데 이 시간만큼 컨버터의 최대 온 시간(Maximum Turn-on Time, Maximum Duty ratio도 같은 의미)은 줄어들게 된다. 최대 온 시간이 줄어들면 거기에 반비례하여 권선비(N)를 증가시켜야 한다. 동일한 출력전류에서 일차전류가 그만큼 증가하게 되어 스위칭 소자의 도통 손실과 스위칭 손실이 모두 증가하게 된다. 실험결과 누설 인덕턴스를 작게 하여 작은 권선비로 일차전류를 줄이고 일차를 통해 프리윌링하는 전류를 줄이는 것이 Q1, Q3을 영전압 스위칭을 하는 것보다 효율이 더 좋아진다는 것을 확인하였다. 부하전류(Io)가 커지

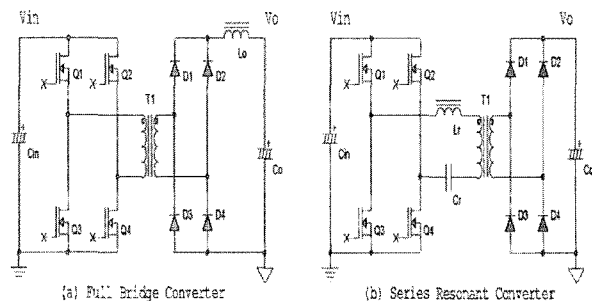


그림 3 풀브리지 컨버터와 직렬공진 컨버터

면 작은 누설 인덕턴스로도 영전압 스위칭이 가능하므로 전체적인 효율은 개선되는 것이다.

#### 4. 병렬운전과 부하배분

저전압 대전류 입력에서는 가장 큰 부분을 차지하는 손실이 스위칭 소자의 도통 손실이 된다. 수천A 이상의 소자도 상용화되어 있는 IGBT의 경우에는 콜렉터-에미터 사이의 포화전압이 1~2V 정도가 된다. IGBT로 풀브리지 컨버터를 구성하면 도통 손실만 출력의 10%가까이 되는 것이다. 따라서 IGBT를 이용한다면 내압이 충분하므로 푸쉬풀 컨버터를 채택하는 것이 유리하다. 그러나 푸쉬풀 컨버터에는 2.1절에서 언급한 단점이 있으므로 IGBT를 스위칭 소자로 선정하는 것은 저전압 컨버터의 경우에는 적합하지 않다고 할 수 있다.

MOSFET은 스위칭 속도가 빠르기는 하지만 수백A를 흘릴 수 있는 단일소자는 시판되지 않고 있다. 도통 손실을 출력의 수% 이내로 줄이기 위해서는 적어도 수십 개의 MOSFET을 병렬로 연결해야 한다. 이렇게 수십 개의 MOSFET을 병렬로 연결하는 방법에는 두 가지가 있다. 수십 개의 MOSFET을 하나의 MOSFET처럼 모듈로 만든 후에 그 모듈로 하나의 대용량 컨버터를 만드는 방법과 작은 개수의 MOSFET을 이용하여 작은 용량의 DC/DC 컨버터를 만들고 그 컨버터를 병렬로 연결하여 대용량 컨버터를 구현하는 방법이 있다. 각 방법마다 장단점이 있다. 커다란 하나의 컨버터는 간단한 제어회로를 이용하여 컨버터를 제어할 수 있는 장점이 있지만 수십 개의 MOSFET을 하나처럼 결선하면서 모든 MOSFET이 같은 조건을 갖는 위치에 배치하는 것은 기구적으로 매우 힘들다는 단점이 있다. 특히 스위칭 주파수가 높을수록, 병렬로 연결된 MOSFET이 많을수록 병렬로 연결된 MOSFET의 불균형은 치명적이 될 수 있다. 이와 같은 방법으로는 고신뢰성을 갖는 컨버터를 구현하기가 쉽지 않다는 뜻이 된다.

작은 용량의 컨버터를 병렬로 운전하는 방법은 저전압 대전류가 아니더라도 고신뢰성을 요하는 컨버터에서 많이 이용하고 있는 방법이다. 하나가 고장나더라도 나머지 컨버터의 용량에 여유가 있으면 출력은 정상적으로 공급이 가능한 것이다. 특히 동작 중에도 고장난 컨버터를 교체 가능하도록(Hot Swap) 설계하면 동시에 여러 대의 컨버터가 고장나지 않는

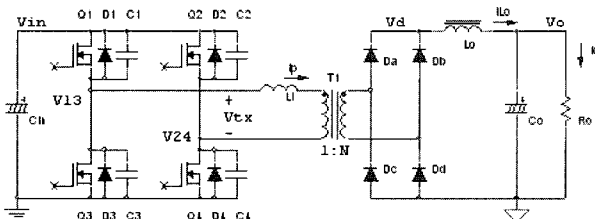


그림 4 위상천이 PWM 컨버터

한 출력이 공급되는 무정지형의 고신뢰성 컨버터를 구현할 수 있다.

병렬 운전되는 컨버터의 부하를 동등한 조건으로 운전하기 위해서는 병렬로 운전되는 각 컨버터의 출력전류를 모두 균일하게 유지해야 한다. 부하 배분(Load Sharing)이 원활하지 않으면 각 컨버터 간의 불균형으로 인해 신뢰성의 저하를 가져올 수 있다. 부하를 균일하게 유지하기 위한 방법은 크게 두 가지로 나눈다.

첫 번째는 주종관계(Master-Slave)를 갖는 개념으로써 출력전압을 감지하여 피이드백시키는 기능을 갖는 주컨버터와 주컨버터로부터 피이드백 신호를 받아서 출력전류를 공급하는 기능을 하는 종컨버터로 전체 컨버터를 구성하는 것이다. 이 방법은 주컨버터가 고장나면 나머지 컨버터도 출력을 공급하지 못하므로 고신뢰성의 컨버터를 구현하는데 문제가 있다. 피이드백 기능을 갖는 주컨버터를 두지 않고 피이드백만을 담당하는 회로(예를 들어 피이드백 회로를 Back Plain에 둘 수 있음)와 거기서 피이드백 신호를 받는 종컨버터로 전체 컨버터를 구성하는 방법도 있는데, 이 경우에는 균일한 부하 배분이 쉽게 구현할 수 있으며 피이드백 회로는 소신호 회로(Small Signal Circuit)들만으로 구성되어 고장의 확률이 낮아지므로 앞의 컨버터에 비해서는 고신뢰성의 컨버터를 구현할 수 있다.

두 번째는 주종관계가 없는 동등한 관계에 있는 컨버터만으로 전체 컨버터를 구성하는 것이다. 이 경우에 모든 컨버터가

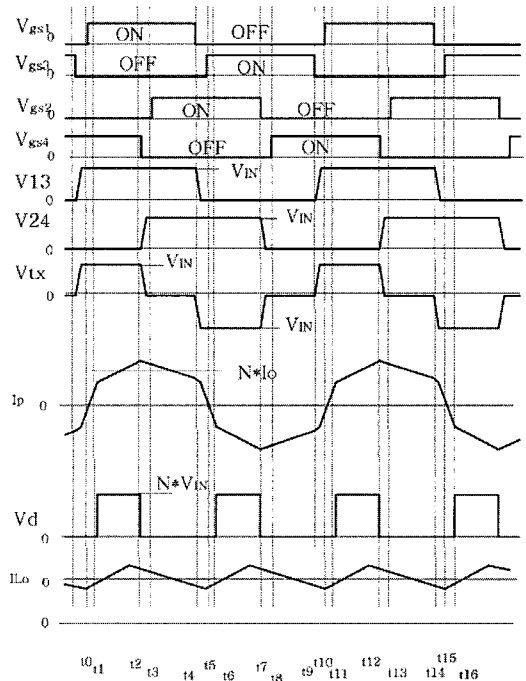


그림 5 위상천이 PWM 컨버터의 동작파형

주컨버터의 역할과 종컨버터의 역할을 수행할 수 있으므로 진정한 의미의 무정지형 컨버터의 구현이 가능하다. 이 방법을 구현하는 대부분의 회로들은(예를 들어 Unitrode사의 UC3902) 균일한 부하 배분을 위해서 약간의 출력전압 변동을 감수해야 한다. 본 논문에서 개발한 DC/DC 컨버터는 후자를 택하여 동작 중 교체가 가능한 무정지형의 고신뢰성 컨버터를 구현하였다.

## 5. 위상천이 PWM 컨버터의 설계

### 5.1 필요사항

- \* 입력전압 : 20~30VDC
- \* 입력전류 : 최대500ADC(100A/Module)
- \* 출력전압 : 270VDC
- \* 출력전류 : 최대37ADC(7.4A/Module)
- \* 출력전력 : 최대10kW(2kW/Module)
- \* 효율 : 90%이상

### 5.2 회로방식의 선정

저전압 대전류 입력의 DC/DC로 2장에서 비교 검토하여 위 사양에 가장 적합한 회로방식으로 판단된 위상천이 PWM 컨버터를 회로방식으로 결정했다. 지나치게 많은 컨버터를 병렬로 연결하는 것은 컨버터의 복잡성을 증가시키는 것으로 판단되어 2kW급의 DC/DC 컨버터를 단위 모듈로 하고 총6개의 모듈을 병렬로 연결하여 하나가 고장나더라도 나머지 5개만으로 10kW를 공급 가능하도록 구성하였다.

스위칭 주파수는 대용량임을 고려하고 병렬로 연결될 소용량 컨버터에도 여러 개의 MOSFET을 병렬로 연결하여야 하므로 지나치게 고주파로 하는 것에는 어려움이 따를 것으로 판단되고 정류 다이오드의 역회복 시간으로 인한 손실이 지나치지 않을 정도로 판정된 30kHz로 결정하였다.(본 논문의 컨버터를 개발하기 전에 시도하였던 저전압 대전류 입력의 여러 컨버터에서 20kHz ~ 50kHz의 범위로 실험해 본 결과 30kHz가 가장 적합하다는 결론을 얻었음.)

주종관계가 없는 동등한 조건의 컨버터를 병렬로 연결하여 구동하고 동작 중에도 교체가 가능하도록 하여(Hot Swap)

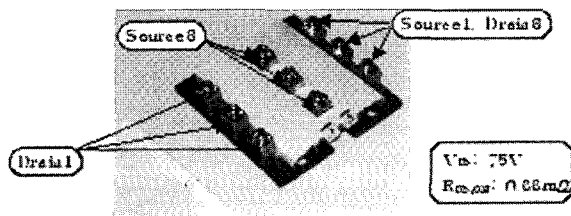


그림 6 MOSFET MODULE

고신뢰성의 컨버터를 구현했다. PCB를 이용해 각 컨버터의 출력을 하나로 묶을 수 있도록 하는 Back Plain 방식으로 출력을 결선하였다. 부하 배분을 위해서는 Unitrode사의 부하 배분 전용 IC인 UC3902를 이용해 회로를 설계하였다<sup>7)</sup>.

### 5.3 트랜스포머의 설계

최소 입력전압에서 출력전압이 정상적으로 출력되어야 하므로 권선비는 다음과 같이 구하였다. 최대 출력전류에서 일차전류(Ip)의 극성반전 시간이 10% 이내가 되도록 트랜스포머의 누설 인덕턴스를 적절하게 제작하여야 한다.

$$N \geq 270 / (20 * 0.9) = 15 \quad \therefore N = 16$$

계산된 권선비는 15이지만 스위칭 소자, 트랜스포머, 정류 다이오드, 출력 인덕터 등의 전압강하를 고려하여 권선비는 16으로 결정하였다.

사용한 웨라이트 코어는 이수세라믹에서 생산한 PM7 재질의 EE7066 두 조를 병렬로 사용하였고 일차는 1턴, 이차는 16턴으로 두 권선 모두 동태이프를 이용해 샌드위치 방식으로 제작하였다.

### 5.4 스위칭 소자의 선정

입력전압의 최대치는 30V이지만 50V의 서지에 소자가 파괴되지않아야 하므로 MOSFET의 내압은 60V급 이상이된다. 출력 인덕터의 전류가 모두 일차측 스위칭 소자를 통해 프리휠링한다고 가정하면 일차전류의 실효치는 대략  $7.4 * 16 = 118.4A$ 가 된다. 이 때 MOSFET의 전체 도통 손실이 출력전력의 3%이내로 하기 위한 MOSFET의 RDS,ON은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R_{DS,ON} \leq 0.03 * 2000 / 118.4^2 / 2/2$$

2를 두 번 나눈 것 중 첫번째는 일차전류는 항상 두 개의 MOSFET을 직렬로 하여 흐르기 때문이고 두번째는 MOSFET의 접합온도(Junction Temperature)가 125°C일 때에 MOSFET의 RDS,ON은 상온에서의 두 배가 되기 때문이다. 이상의 조건을 만족시키는 MOSFET은 시중에서 구매할 수가 없어서 스위칭 소자는 (주)피에스텍에서 제작한 75V, 최대 1.18mΩ (Typ 0.88mΩ)의 하프브리지 MOSFET 모듈을 이용하였다.

### 5.5 제어회로의 구성

위상천이 PWM을 구현할 수 있는 상용 IC로는 Unitrode사의 UC3875 시리즈와 Fairchild사의 ML4818 두 종류가 있다. 여러 가지 특성을 비교한 결과 쉽게 구할 수 있고 익숙한 IC인 UC3875를 이용해 제어회로를 구성하였다<sup>6)</sup>. 제어는 평균전류 제어 방식을 채택하였다. 평균전류 제어방법이란

출력전압을 제어하는 외부 피이드백 루프(Outer Feedback Loop)내의 제어기(Controller, 또는 Compensator)를 겸한 오차증폭기(Error Amplifier)의 출력을 출력 평균전류를 제어하기 위한 내부 피이드백 루프(Inner Feedback Loop)의 기준 입력으로 이용하는 방법을 말한다. 전류제어 형식을 취하면서도 최대전류 제어방식의 듀티비 50% 이상의 제어영역에서 발생하는 불안정성이 사라지는 장점이 있다. IC 내부의 오차증폭기는 출력 전류 제어에 이용하고 외부에 따로 오차 증폭기를 두어 출력전압을 제어하였다.

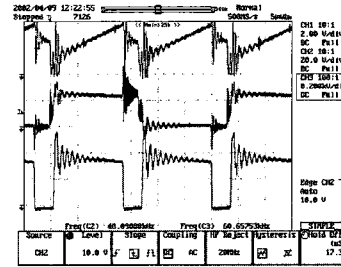
게이트 구동회로는 UC3875의 게이트 구동 출력단에 고속 Tr을 이용한 버퍼를 추가하여 구동전류를 증폭하고 MOSFET까지의 구동 신호 전달은 트랜스포머를 이용하였다. 위상천이 PWM 제어에서는 앞에서 언급한대로 구동 신호의 듀티비가 항상 50%에 가깝기 때문에 트랜스포머를 이용하여 구동 신호를 전달하는데 큰 어려움은 없었다.

전체 컨버터의 보호회로와 동작과 정지에 대한 명령 상위제어기에 대한 동작상태 전송 등의 기능은 원칩 마이크로 콘트롤러(One Chip u-Controller, Micom, 마이콤)를 이용해 구현하였다. 10bit AD 컨버터를 내장하고 있어서 입출력 전압 전류에 대한 감시, 과전류 발생시의 지연시간 계산 등의 기능을 아날로그 회로보다 훨씬 유연하게 구현하고 프로그램의 수정을 통해서 손쉽게 변경할 수도 있다. 마이콤은 삼성전자의 8bit형을 선택하였다.

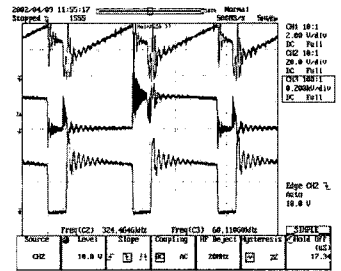
### 6. 실험 결과

5장에서 제시된 사양을 만족시키는 2kW 컨버터 모듈과 모듈 6대를 병렬 연결한 10kW 시제품을 제작하여 실험을 진행하였다. 가장 중요한 설계정수 중의 하나인 효율은 92%로 측정되었고 중요 부위의 파형을 그림 7에 나타내었다. 트랜스포머의 누설 인덕턴스를 적절한 수준으로 줄여서 오프 폴을 턴 오프한 직후에 누설 인덕턴스의 전류가 출력 인덕터의 전류보다 작아지게 되어 출력 인덕터 전류 중에서 일차전류(Ip)만큼은 일차 스위칭 소자를 통해 프리휠링하고 나머지 일부는 이차 정류 다이오드를 통해 프리휠링하는 것을 알 수 있다. 온 폴이 스위칭하기 직전에도 일차전류(Ip)는 영이 되지 않아서 온 폴도 영전압 스위칭을 하고 있다는 것을 알 수 있다. 그러나 경부하 시에는 온 폴의 경우에는 영전압 스위칭이 되지 않는다. 그러나 경부하 시에는 스위칭 소자의 도통 손실이 작으므로 영전압 스위칭이 되지 않는다 하여도 스위칭 손실로 인한 문제는 발생하지 않는다.

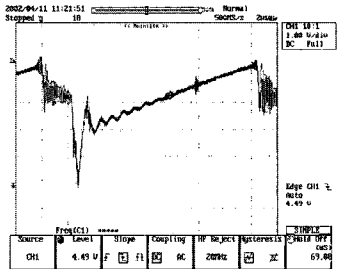
이차측 정류 다이오드의 역회복 특성으로 인한 전류는 그림 7(c)에서 알 수 있듯이 일차측에서 약32A, 이차측에서 약2A 정도로 유기된다. 누설 인덕턴스에 유기된 전류는 스너버 회로에 축적되었다가 절반 정도는 출력으로 전달되고 절반 정



(a) 5uS/DIV, Io=6.3A  
CH1: 66.7A/DIV  
일차전류 정류파형  
CH2: 20V/DIV  
V13, 온 폴 전압  
CH3: 200V/DIV  
Vd, 정류다이오드전압



(b) 5uS/DIV, Io=6.3A  
CH1: 66.7A/DIV  
일차전류 정류파형  
CH2: 20V/DIV  
V13, 오프 폴 전압  
CH3: 200V/DIV  
Vd, 정류다이오드전압



(c) 2uS/DIV, Io=7.4A  
CH1: 33.3A/DIV  
일차전류 정류파형

그림 7 중요 부위의 동작 파형 (Vin=24V, Vo=270V)

도는 스너버 저항에서 소비된다.

이로 인한 정류 다이오드의 추가적인 내압 상승은 약180V 정도이며 전체 내압은 약560V 정도로 다이오드의 내압 1200V에는 충분한 여유가 있어서 입력에 50V 정도로 과전압이 인가되어도 충분히 여유가 있다.

전부하 시에 일차전류의 하한값은 약 70A 따라서 누설 인덕턴스의 전류가 -70A에서 70A까지 140A가 스위칭 반주기의 10%이내에 변해야 하므로 허용되는 누설 인덕턴스는 다음과 같다.

$$L_{L,MAX} = \frac{24 \cdot (0.1 \cdot 16.67 \cdot 10^{-6})}{140} = 285[nH]$$

그림 7(c)에서 1.5uS 이내에 누설 인덕턴스 전류(일차전류)의 역전 일어나는 것을 확인할 수 있다. 누설 인덕턴스를 줄이는 방향으로 트랜스포머를 제작하게 되면 스위칭 소자의 도통손실이 감소하고 스위칭 손실은 조금 증가하여 전체적으로는 효율의 개선이 이루어 질 것으로 예상된다.

개발된 전체 컨버터의 외형 사진은 그림 8에 있다. 단위 모듈의 아래 쪽에 트랜스포머와 인덕터를 배치하고 제어회로는

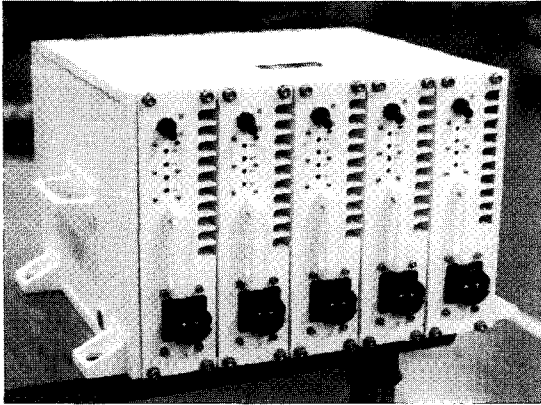


그림 8 전체 컨버터의 외형 사진

위쪽에 배치하여 노이즈로부터 차폐되도록 배치하였다. 컨버터 본체 뒷면에 배기용 팬을 장착하여 냉각 기류는 앞쪽에서 뒤쪽으로 흐르도록 하였다. 단위 모듈은 커버만 열면 팬 없이도 전부하 조건에서 연속운전이 가능한 것을 확인하였다. 측정 효율 92%는 짧은 시간이거나 전부하 조건이 아니라면 팬없이도 충분히 연속운전이 가능할 정도의 고효율이라 할 수 있다.

## 7. 결론

본 논문에서는 저전압 대전류 입력의 고효율 DC/DC컨버터에 적합한 회로방식을 검토하여 병렬 운전 방식의 시제품을 제작하여 설계상의 고효율과 무정지형의 고신뢰성이 구현될 수 있다는 것을 확인하였다.

입력전압 범위 20~30V, 최대 입력전류 500A, 출력전압 270V, 최대 출력전류 7.4A, 최대 출력전력 10kW로 제작된 시제품은 고신뢰성을 확보하기 위하여 동등 수준의 2kW급의 컨버터 5대를 병렬로 연결하여 운전하였다. 한대가 고장나더라도 나머지 5대로 전부하 조건으로 운전이 가능하고 동작 중에도 단위 모듈의 교체가 가능하므로 여분의 단위 모듈만 준비하면 무정지형의 DC/DC 컨버터의 구현이 가능하다. 6대의 모듈로 전부하 조건에서 운전시에 측정 효율은 92%로 목표 효율 90%를 달성하였다.

2Kw 모듈을 병렬로 연결하여 10Kw 용량의 출력을 얻을 수 있는 승압기를 개발함으로써, 차량에 설치 및 정비시 취급을 용이하게 하고 2Kw 모듈의 수량을 증가하여 승압기 용량을 용이하게 증대하는 것이 가능하게 되었다.

K9용 탄약운반장갑차의 자동화 장치 구동에 필요한 전력을 공급하기 위하여 삼성테크윈과 피에스텍이 공동으로 10kW 승압기를 개발하여 2002년 6월부터 자동화장치 PROTOTYPE에 연결하여 운용결과, 신뢰성 및 효율에 대한 설계 목표를 달성함을 확인하였다.

## 참고 문헌

- [1] K. Liu, and F. C. Lee, "Zero-Voltage Technique in DC/DC Converters", IEEE PESC Rec., 1986, pp. 58-70.
- [2] R. A. Fisher, K. D. T. Ngo and M. H. Kuo, "500kHz 250W DC-DC Converter with Multiple Outputs Controlled by Phase Shifted PWM and Magnetic Amplifiers", IEEE HFPC, 1988, pp. 100-110.
- [3] C. P. Henze, H. C. Martin and D. W. Parsley, "Zero Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation", IEEE APEC, 1988, pp. 33-40.
- [4] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho, "Design Considerations for High-Voltage, High-Power, Full-Bridge, Zero-Voltage-Switched PWM Converter", IEEE PESC Rec., 1990, pp. 275-284.
- [5] I. D. Kim, E. C. Nho and G. H. Cho, "A Soft Switching Constant Frequency PWM DC/DC Converter with Low Switch Stress and Wide Linearity", IEEE IECON 1990, pp. 902-908.
- [6] Bill Andreyckak, "Phase Shifted, Zero Voltage Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller", Unitrode Application Note U-136A.
- [7] Laszlo Balogh, "The UC3902 Load Share Controller and Its Performance in Distributed Power Systems", Unitrode Application Note U-163.

## 〈 저 자 소 개 〉



### 성환호(成煥浩)

1964년 5월 5일생. 1990년 한국과학기술원(석사), 1995년 한국과학기술원(공학), 1996년 삼성반도체 입사. 1998년 (주)피에스텍 창업. 현재 (주)피에스텍 대표.



### 이재택(李在澤)

1967년 8월 15일생. 1989년 한양대 전기 및 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원(석사). 1991년 3월 LG산전 연구소 전력전자연구실 입사. 현재 (주)피에스텍 기술연구소장.