

## 전자식 강압형 트랜스포머

서재현, 김만고  
부경대학교

### Electronic Step-down Transformer

J. H. Seo and M. G. Kim  
Pukyong National University

#### ABSTRACT

An electronic step-down transformer is proposed. Conventional iron cored transformer is heavy and bulky and it has substantial amount of no load loss. On the other hand, electronic transformer can provide negligible no load loss, small size, and light weight. It consists of rectifier and PWM inverter. The output voltage is controlled by duty ratio. To confirm the validity of the proposed transform, simulation and experimental results are presented.

#### 1. 서론

각 나라마다 가정용 전압의 크기와 주파수는 다르다. 국내에서 사용되고 있는 일본과 미국의 내수용 전자제품은 별도의 트랜스포머를 이용해서 강압 후 사용하여야 한다. 기존의 가정용 철 코어(iron core) 트랜스포머는 저비용, 높은 효율과 신뢰성의 장점이 있지만, 반면에 무겁고 거대하며 무부하시에도 철손으로 인한 상당량의 손실이 존재한다. 트랜스포머는 보통 계속해서 콘센트에 연결되어 있고 에너지를 소비하기 때문에 무부하 손실은 매우 중요하다. 특히 믹서(mixer), 전자렌지 혹은 세탁기와 같이 1일 평균 동작 시간량(duty)이 적다면, 완전 부하효율(full load efficiency)은 좋더라도 트랜스포머의 전체효율은 좋지 않게 된다. 무부하 손실 또는 대기전력(Standby Power)을 국가 전체적으로 고려할 때 그 양은 엄청나다. 산업자원부는 우리나라 가구당 연간 306kWh의 전력이 대기전력으로 낭비되고 있는 것으로 추정하고 있으며 이는 가정 전력 소비량의 11%를 차지 국가전체 전력의 1.7%, 금액으로는 연간 5000억원이 사라지고 있는 실정이다. 이에따라 정부는 대기전력 절감 로드맵 『Standby

Korea 2010』을 정하고 2010년까지 전자제품 대기 전력을 1W이하로 하는 정책을 수행하고 있다.

반면에 기존의 트랜스포머와 비교할 때 제안된 전자식 트랜스포머(ET: Electronic Transformer)는 무부하 손실을 무시할 수 있도록 제작이 가능하다. 따라서 완전부하 효율이 조금 낮더라도 동작 시간량이 적은 응용에 대해 ET는 상당한 이점이 있다. 게다가 ET의 무게와 부피는 반도체 스위치를 사용하여 획기적으로 줄일 수 있다<sup>1)</sup>.

Table 1. Line voltages in the world

Countries	Voltage(V)	Frequency(Hz)
Japan	100	60
China	220	50
United Kingdom	240	50
Germany	230	50
United States	120	60

본 논문에서는 다이오드 정류기와 PWM 인버터(inverter)를 이용한 ET를 제안하고, 시뮬레이션과 실험을 통해 그 동작을 확인하였다.

#### 2. 전자식 트랜스포머 회로

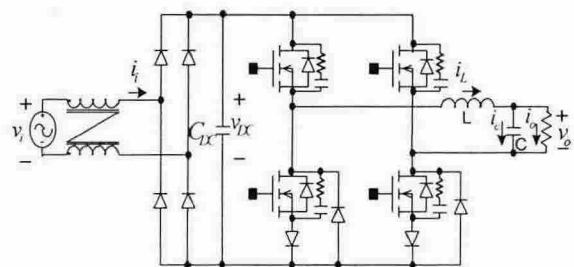


Fig. 1 Electronic step-down transformer circuit

제안된 전자식 강압형 트랜스포머의 회로를 Fig. 1에 나타내었다.

### 2.1 AC-DC 컨버터

AC-DC 컨버터는 교류입력 전력을 직류로 변환하는 회로로서, 산업 응용에서 광범위하게 이용되고 있는 다이오드 브리지 정류기를 사용하였다.

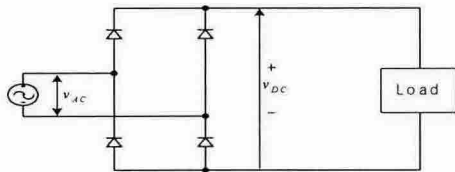


Fig. 2 AC-DC converter : diode bridge rectifier

### 2.2 DC-AC 컨버터

DC-AC 컨버터는 인버터로 알려져 있으며 직류의 입력 전력을 교류의 출력 전력으로 변환한다. Fig. 3은 단상 브리지 인버터이다.

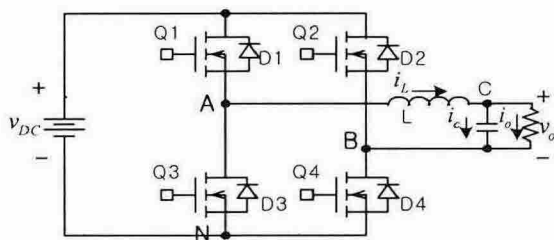
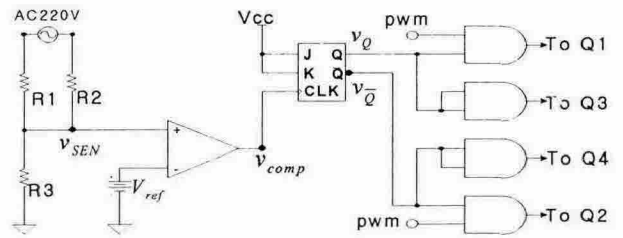


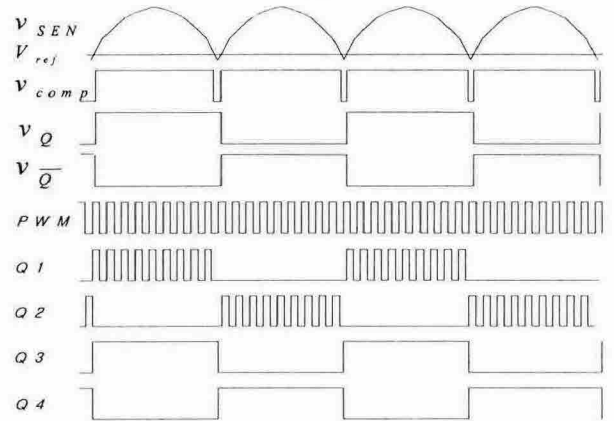
Fig. 3 DC-AC converter : bridge inverter

트랜스포머로서 동작하기 위해서는 입력전압과 출력전압의 주파수가 같아야 한다. 제안된 ET의 게이트신호 발생회로를 Fig. 4에 나타내었다.

제작 원가를 줄이기 위해서 고가의 마이크로프로세서 대신 시중에서 쉽게 구할 수 있는 연산증폭기와 게이트 논리소자를 사용하였다. Fig. 4 (a)에서 저항 R1과 R2가 R3와의 전압분배법칙에 의하여 Fig. 4(b)에서 보듯이  $v_{SEN}$ 의 파형을 얻을 수 있다. 측정된  $v_{SEN}$ 와 기준전압  $V_{ref}$ 와 비교하여 비교기 출력 전압이  $v_{comp}$ 이다. 비교기의 출력 전압  $v_{comp}$ 가 JK-F/F의 클럭(clock) 신호가 되고 JK-F/F은 주파수를 분주하는 디지털 카운터로서 동작한다. Fig. 4(b)에서 F/F의 출력  $v_Q$ 와  $v_{\bar{Q}}$ 는 입력주파수와 동일한 주파수(50Hz 혹은 60Hz)의 펄스 신호가 된다. F/F출력과 PWM신호가 AND게이트에 의해 곱해진 신호가 각각의 스위치의 게이트 신호가 된다. 따라서 ET는 항상 입력 전압의 주파수와 동일한 출력 전압으로 변환하게 된다.



(a)



(b)

Fig. 4 Gating signal generation circuit for Q1, Q2, Q3, and Q4

### 2.3 전원공급회로

Fig. 5의 회로는 대기전력을 1W이하로 줄이기 위해 ET에서 사용한 전원공급회로이다<sup>4)</sup>. 그림에서 제너 다이오드  $Z_1$ 는 전압상승으로부터 제어회로의 소자를 보호하기 위해 사용되었다 ( $V_{Z1} = 18V$ ). MOSFET은 게이트 제너  $Z_2$ 에 의해 설정된 레벨(level)에 도달하기 전에는 동작하지 않는다. 그러나 일단 턴온되면 상태를 유지한다. 차례로 MOSFET은 PNP트랜지스터를 턴온하게 되고 커패시터의 저장된 에너지는 제어회로로 전달된다. 제어 회로의 다른 논리 소자(logic device)의 전력 소모를 고려해 충분한 전압 여유를 주기 위해  $Z_2$ 의 값은 14.2V로 설정했다. 따라서 MOSFET의  $V_{gs(th)}$ 가 2V라 할 때, 적어도 커패시터 C는 16.2V의 전압을 유지한다.

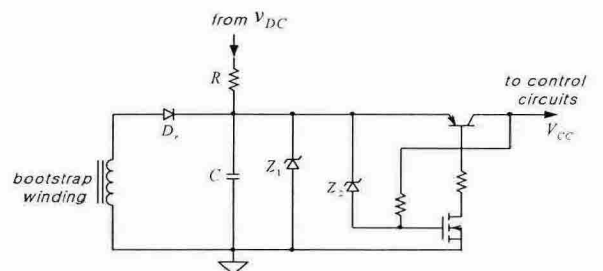


Fig. 5 A bootstrap winding provides power after start-up

저항에서의 손실을 줄이기 위해서 저항값은 매우 커야 하나 큰 저항값의 사용은 전원이 인가되고 ET가 기동하는 사이의 시간지연을 가져온다. 평균 인가전압  $v_{DC}$ 는  $0.636 \times 310V = 197V$ , 저항 R은  $100k\Omega$ , 커패시터 C는  $220\mu F$ , 권선의 정상 평균 출력전압이 20V, 그리고 커패시터가 16.2V까지 충전이 필요할 때, ET는

$$16.2 = 197 \left[ 1 - \exp\left(\frac{-t}{100k\Omega \times 220\mu F}\right) \right] \quad (1)$$

혹은  $t=1.88s$  이후 동작을 시작한다. 정상 상태에서 저항에서의 소비전력은 단지

$$P = \frac{(197V - 20V)^2}{100k\Omega} = 0.31W \quad (2)$$

에 불과하다. 제안된 트랜스포머는 무부하 상태에서는 부트스트랩 권선의 출력이 없으므로 커패시터의 충전과 방전이 주기(1.88s)적으로 반복되고 충전된 커패시터의 에너지에 의해 극히 짧은 시간동안만 기동된다. 본 논문에서 제안한 회로의 무부하 상태에서 전력단 스위치와 논리소자의 손실은 무시할 만큼 적다고 가정할 때, 식 (2)는 ET의 대기전력으로 간주할 수 있다. 따라서 제안된 회로의 대기전력은 1W이하이다.

### 3. 시뮬레이션 및 실험

#### 3.1 시뮬레이션 결과

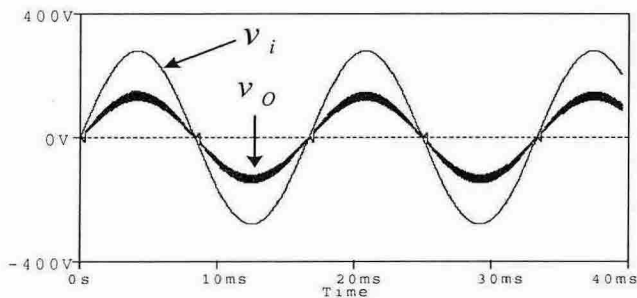


Fig. 6 Input voltage and output voltage

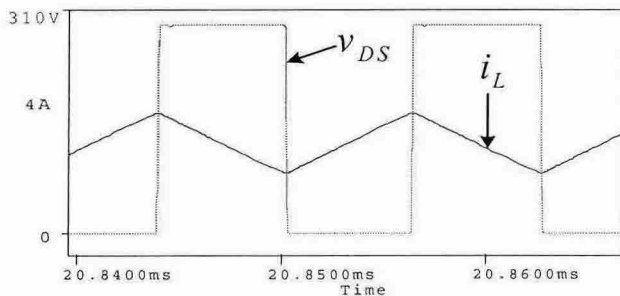


Fig. 7 Drain-source voltage and inductor current

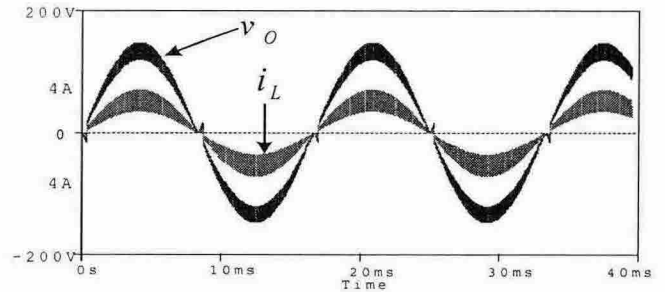


Fig. 8 Output voltage and inductor current

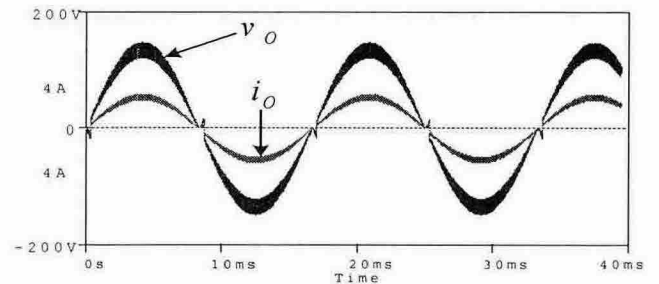


Fig. 9 Output voltage and output current

제안한 ET의 동작을 검증하기 위하여 PSpice를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 기본회로는 Fig. 1(b)의 전력단 회로와 Fig. 4(a)의 제어회로이며 Fig. 5의 전원공급회로는 시뮬레이션에서는 사용하지 않았다. 스위칭 주파수는 80kHz이고 부하는  $50\Omega$ 의 저항부하이다.

통유율(Duty Ratio)을 0.5로 설정했을 때, 출력전압은 입력전압의 거의 절반으로 나타남을 알 수 있다. 출력전압의 파형이 순수 정현파가 아니라 영점에서 얼마의 꼬리(tail)가 나타나는 것은 Fig. 4의 게이트 발생회로가 1차측 상전압을 계측한 값( $v_{SEN}$ )과 기준전압( $V_{ref}$ )이 비교한 비교기출력이 JK/FF의 에지트리거(edge trigger)되면서 영점에서 교차하는 시점이 입력전압보다 지연되기 때문이다.

#### 4.2 실험 결과

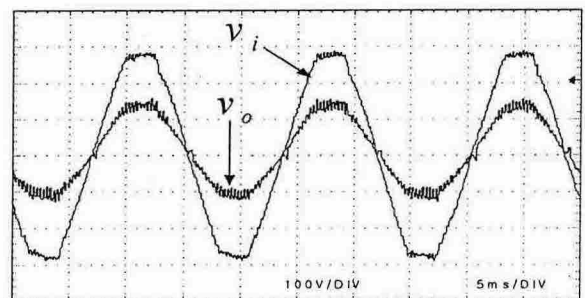


Fig. 10 Input voltage and output voltage

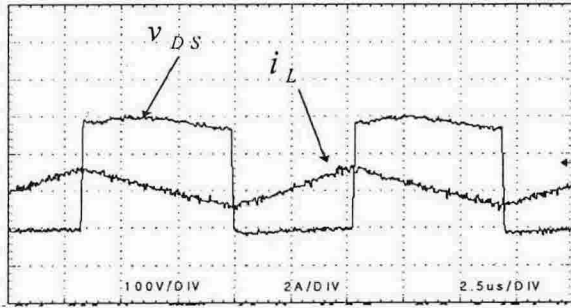


Fig. 11 Drain-source voltage and inductor current

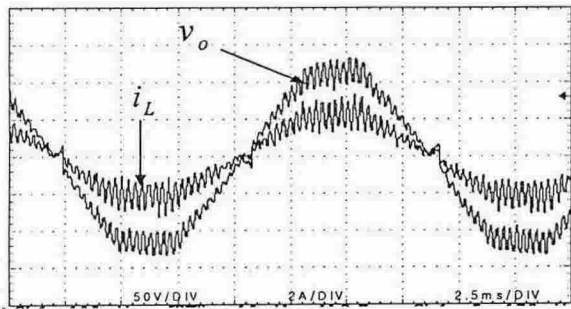


Fig. 12 Output voltage and inductor current

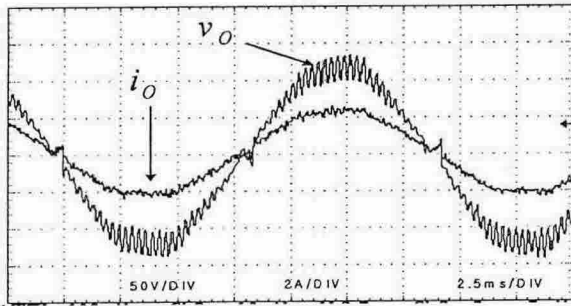


Fig. 13 Output voltage and output current

실제 실험에서는 Fig. 5의 전원공급회로에 의해 전원을 공급하도록 했으며 스위치마다 RC Snubber를 추가하여 턴오프시에 나타나는 과도전압으로부터 스위치를 보호하였다. 트랜지스터 내부 다이오드는 역회복시간이 매우 느리므로 하단(bottom) 스위치에는 고속회복 다이오드를 추가하여 스위치 턴온시의 다이오드 회복전류(recovery current)를 감소시키기 위해 사용했다. 이 전류는 회로의 부유 인덕턴스(stray inductance)와 관계하여 EMI문제를 야기시킨다<sup>5)</sup>.

Fig. 10은 입력전압( $v_i$ )과 출력전압( $v_o$ )을 나타낸다. 여기에서 출력전압의 리플성분의 원인은 LC필터의 커패시터 값이 작기 때문이다. 실제 실험에서는 통유율을 0.5보다 약간 높게 했을 때 출력전압이 입력전압의 절반정도가 되었다. 이는 스위치소자와 필터 인덕터에 의해 조금의 전압강하가 일어나기 때문이라 판단된다. Fig. 11는 트랜지스터의 온·오프 동작시 드레인-소스 전압( $v_{DS}$ )과 필터의 인덕터 전류( $i_L$ )의 모습을 나타낸다. Fig. 12

는 출력전압과 인덕터 전류의 파형이다. Fig. 13는 출력전압과 출력전류( $i_o$ )의 파형이다.

#### 4. 결 론

본 논문의 트랜스포머는 코어의 사용없이 기존의 트랜스포머의 역할을 할 수 있다. 따라서 기존의 60Hz 트랜스포머가 갖고 있던 가장 큰 단점 중 하나인 부피와 중량의 문제를 해결할 수 있다. 특히 무부하시의 전자식 트랜스포머는 대기전력이 1W 이하이기 때문에 기존의 트랜스포머에서 나타났던 상당량의 무부하 에너지 손실을 개선할 수 있다. 또한 시중에서 쉽게 구할 수 있는 기본적인 반도체소자들을 사용하여 메커니즘을 구현함으로써 제작비용을 줄일 수 있다. 그리고 통유율을 조절함으로써 쉽게 출력전압의 제어가 가능하다.

이 논문은 교육인적자원부에서 시행한 『NURI 사업』 유비쿼터스 IT 전문인력 양성 사업의 지원에 의하여 연구되었음

#### 참 고 문 헌

- [1] Dong-Yong Huh and Gyu-Hyeong Cho, 1993, "Electronic Step Down(220/110V) Transformer Using-New Quantum Series Resonant Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, VOL. 8, No. 4, pp. 439.
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins, 1995, "Power Electronics: Converter, Applications, and Design", John Wiley & Sons Inc., New York, pp. 164~172.
- [3] 노의철, 정규범, 최남섭, 1997, "전력전자공학", 문운당, 서울, pp. 447~454.
- [4] Ron Lenk, 1998, "Practical Design of Power Supplies", IEEE Press, New York, pp. 165~167
- [5] Kee Ju Um and Yeong Joo Kim, 2001, "Manufacturing Technology of a Small Capacity Inverter Using a Fairchild IGBT", Fairchild Semiconductor Co. Application Note 9017, pp. 7~8.