

압전 트랜스듀서를 이용한 승압형 공진형 직류-직류 컨버터

朴鍾厚[†], 徐甲洙^{*}, 趙普衡^{**}, 李勁彪^{***}

A Resonant-type Step-up DC/DC Converters with Piezoelectric Transducers

Joung-Hu Park, Gab-Su Seo, Bo-Hyung Cho, and Kyung-Pyo Yi

요 약

본 논문에서는 집적 가능한 전력변환기 제작을 위하여 자화 소자가 없는 전력용 직류-직류 변환기를 제안하였다. 자화 소자가 없는 대신, 압전 트랜스듀서의 유도성 임피던스 구간을 사용함으로써 에너지 저장 및 소프트 스위칭을 위한 공진파형을 구현하였다. 압전소자는 권선이 없고 전극을 사용하여 전력을 전달하므로, 반도체 공정을 통한 대량생산이 가능한 장점이 있다. 본 논문에서는 압전 트랜스듀서를 적용가능한 승압형 공진형 직류-직류 변환 회로를 제안하고, 동작모드 및 주파수 제어 특성을 분석하였다. 또한, 단일 컨버터를 확장한 다중 직렬형 토폴로지를 살펴보고, 동일하게 주파수 제어 특성을 분석하였다. 분석 결과를 검증하기 위하여 10W 출력 직류-직류 전력변환기 하드웨어를 제작하였다. 또한 확장형 다중 직렬 컨버터 하드웨어를 제작하여 검증하였다. 단일 컨버터와 동일하게 주파수 제어 특성을 보였으며, 전력변환기로 매우 우수한 효율 성능을 보임을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, a magnetic-less dc-dc switching converter realizing an integrable power conversion system is described. Instead of magnetic devices, the inductive impedance range of piezoelectric transducers is utilized to store and resonate the energy for soft-switching. Piezoelectric devices have no windings and deliver the power by the electrodes, which lead to mass product through semiconductor-manufacturing process. This paper presents a resonant-type step-up dc-dc power converter employing a disk-type piezoelectric transducer, analyzing the operation principles and the frequency control characteristics. Also, a topology extension of the single stage converter into cascaded multi-stage is presented and analyzed with the operation principles and control characteristics. For verification of the analysis, a 10W output dc-dc power converter hardware was implemented. The hardware experiments shows a good frequency control and power efficiency greater than 96% in the single stage. A hardware prototype of the extended multi-stage one was also realized and tested. The results shows that the converter has the same frequency control performance and high efficiency such as 93%.

Key Words : Piezoelectric transducer, Integrable converter, Step-up, Resonant converter, Magnetic-less

1. 서 론

현재의 전력변환 장치는 상당히 긴 설계주기를 가지고 설계 되는데, 이는 각 부품들이 표준화 되어 있지 않아서 집적화가 불가능하기 때문이다. 따라서 제품의 제조과정이 노동 집약적이 되고, 결국 높은 제조원가

[†]교신저자 : 정회원, 숭실대 전기공학부 전임강사
E-mail : wait4u@ssu.ac.kr

^{*}학생회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 석사과정

^{**}정회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 교수

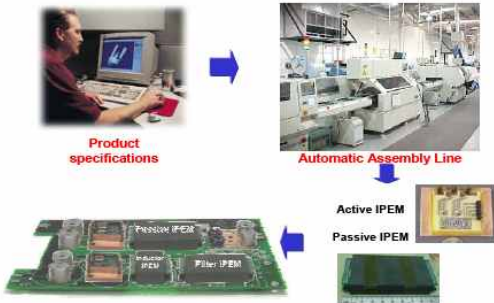
^{***}학생회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 석박사통합과정

접수일자 : 2009. 7. 4 1차 심사 : 2009. 8. 5

심사완료 : 2009. 8. 21



(a) 현재의 전력전자 연구개발 방식



(b) 미래의 전력전자 연구개발 방식

그림 1 현재의 전력전자 개발 방식과 미래의 개발 방식의 비교^[1]

Fig. 1 Comparison between a current power electronics development process and the future one^[1]

와 낮은 제품 신뢰성이라는 결과로 나타난다^[1]. 그림 1(a)는 현재의 전력변환장치의 개발방식을 보여주고 있다. 설계자가 개별소자 (discrete device)를 사용한 제품 설계를 하면, 제조공정에서는 인력이 투입되어 이를 조립 및 검시하여 최종 제품이 나오게 된다. 이러한 상황은 미국을 포함한 전 세계적 (중국, 인도를 제외한) 전력전자 산업을 크게 위축시키는 요인으로 지적되었다^[1]. 1980년대, 전력전자는 미국의 전기 산업을 이끄는 주요 성장 동력으로 간주되었으나 1990년대 들어서, 주요 산업체들이 아웃소싱 혹은 분사시키는 전략을 채택하였다. 결국, 혁신적인 솔루션이 거의 사라지고, 생산은 대부분 저임금 국가로 이전되었다^[1]. 이러한 경향은 최근의 아시아 저개발 국가로의 아웃소싱 추세에 힘입어 가속화되었고, 오늘날에는 미국을 중심으로 한 선진산업국들이 최저예산만을 연구개발에 투자하는 현상이 고착화되었다^[1].

그러나 최근의 지구 온난화 및 석유 대란은 에너지 절약형 전력변환기기 개발의 사회적 요구를 증가시켰다. 이러한 간극을 해소하기 위하여 미국을 위시한 선진국 연구소들은 근래 들어 전력전자의 새로운 방향을 제시하고 있는데, 그 중 가장 대표적인 것은 전 세계에서 가장 큰 전력전자 연구그룹인 Center for power electronics systems (CPES)이 제시한 “집적화된 전력

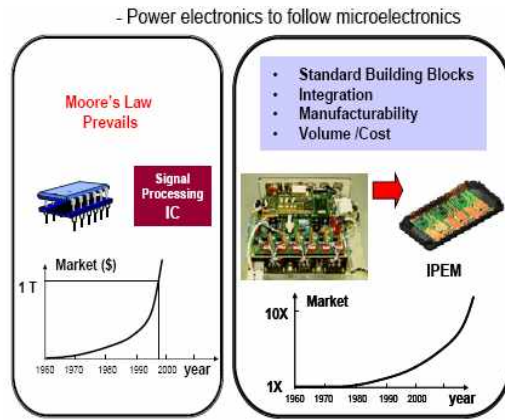


그림 2 신호처리 분야에서 집적화를 통한 놀라운 산업신장 (무어의 법칙) 및 이를 전력전자 산업에 적용시 산업 신장을 예측곡선^[1]

Fig. 2 Exponential industrial increases due to the integration concept in signal processing industry and the prediction in power electronics industry applied the concept^[1]

전자 모듈 (Integrated Power Electronics Module, IPEM)”이다^[1]. 이는 다양한 기능의 통합과, 표준화된 인터페이스 및 자동화 대량생산에 적합하게 설계된 집적화된 전력 회로기술이다. 이런 기술이 실용화 되면 그림 1(b)에 나온 것과 같이, 인력을 사용하여 조립하는 대신에 반도체 공정에 의해서 일괄적으로 전력변환 기기들을 생산하게 되어, 높은 가격 경쟁력과 우수한 신뢰성을 가진 제품을 양산할 수 있고, 궁극적으로 ‘노동 집약적’인 형태의 전력전자 산업을 혁신적으로 개선할 수 있다. 이러한 기술적 진보는 ‘패러다임의 전환’이라고 불릴 만한데, 이미 컴퓨터와 통신장비에서 사용되고 있는 신호처리 회로기술이, 위와 같은 통합화 (Integration)를 통하여 놀라운 기술적 진보를 이루었다 (무어의 법칙, 그림2 참조). 마찬가지로 전력 분야에서도 통합화를 통하여 기존의 전자통신 분야에서의 무어의 법칙과 같은 엄청난 산업신장 효과를 가져올 것이라고 예측된다^[1].

그러나 현재, 이러한 연구는 몇 가지 문제점이 존재하는데, 첫째는 기기에 들어가는 수동소자인 ‘자화 인덕터 (magnetic inductor)’가 일반 반도체 공정으로는 집적이 안 된다는 것과, 둘째는 변환효율이 개별소자 (discrete device)를 써서 조립한 시스템에 비해서 상당히 떨어진다는 점 이었다^[2]. 인덕터는 일반적인 구성이, 코어 및 이와 물리적으로 분리되는 권선이 있어야 하는데 이를 공정으로 한다는 것은 거의 불가능한 일

로서, 이를 극복하기 위하여 다양한 재료 및 공정기술 개발을 시도하고 있으나, IPEM의 장점인 저가격화 및 제품개발주기 단축에 부정적인 영향을 주게 된다. 또한 저효율은 많은 열손실을 발생하게 하여 높은 온도에 의한 패키징 및 방열 설계에 어려움을 준다. 따라서 현재 전력전자는 이러한 문제점을 놓고 다양한 각도에서 해결을 모색하고 있는 중이다. 그 중에서 가장 가능성 있는 대안으로 제시되고 있는 것이 압전소자이다^[2].

압전 변압기는 마그네틱 권선형 변압기에 비해 구조가 간단하고 박형화가 쉽다는 것, 그리고 불연성이라는 장점을 가지고 있으며 또한 기계적인 진동 에너지를 매개로 하여 전기 에너지를 전달하는 소자로 이루어져 있기 때문에 전자기 노이즈(EMI Noise) 발생이 거의 없다는 장점이 있다. 특히 권선을 필요로 하지 않으므로 대량 생산에 유리하여 가격 경쟁력에서 유리하다는 면이 기존 마그네틱 변압기에 비해 강점으로 여겨지고 있다^[3]. 반면에 부하 및 주파수에 의존적인 복잡한 전기적인 특성으로 인하여 구동회로 설계에 어려움이 존재한다^[4-8]. 현재까지 휴대용 AC/DC 압전 변압기 어댑터 구현을 위한 여러 가지 회로 토폴로지 및 제어방법에 대한 많은 연구가 진행되고 있다^[9-24].

그러나 현재, 이러한 압전 변압기를 집적회로에 적용하는 데는 몇 가지 어려움이 있는데, 첫째로는 압전 변압기의 스위치 구동에 있어서, 고효율을 얻기 위해서는 소프트 스위칭 (soft-switching)이 필수적인데, 이를 위해서 다시 부가적인 마그네틱 인덕터를 필요로 하는 문제가 있다. 둘째로는, 압전 변압기의 1차측에서 2차측으로의 전력전달 효율이 자화 소자에 비해서 떨어지므로, 효율 및 방열 설계상으로 기존대비 불리하게 된다. 이와 관련된 많은 연구들이 진행되었는데, 국내 연구는 주로 자화 인덕터를 압전 변압기 구동에 사용하여 효율을 높이는 방향으로 진행되었다^[25-28]. 외국에서 제시된 연구는 자화 인덕터를 쓰지 않았으나, 전동작 영역에서 70%에도 미치지 못하는 결과를 가져오게 된다. 따라서 이 연구는 마그네틱 소자를 없애는 대신, 효율의 손해를 감수해야 하는 문제점이 있다^[29].

따라서 본 논문에서는 집적화 및 고효율화를 위한 압전소자 응용을 위해 압전 변압기가 아닌 압전 트랜스듀서 소자를 사용하는 방법을 채택하였다^[2]. 즉, 1차측 터미널에서 2차측으로 전력을 '전달'하는 기존의 변압기 개념이 아닌, 전력 '저장'용 소자로서의 사용 가능성에 초점을 맞추었다^[2]. 또한 압전 트랜스듀서를 적용가능한 컨버터 토폴로지를 제안하였다.

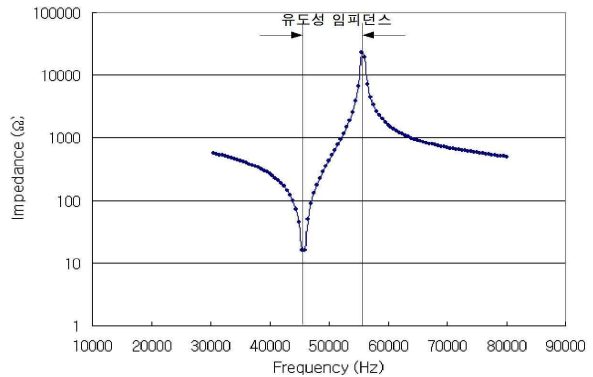


그림 3 압전소자의 입력 임피던스 커브 및 인덕티브 임피던스 동작 구간

Fig. 3 Impedance curves of a piezoelectric transducer and the inductive impedance area

2. 압전 트랜스듀서를 이용한 전력용 컨버터

기본적으로 압전소자는 용량성 (capacitive) 특성을 가지지만, 공진점 부근에서는 공진을 위한 유도성 (inductive) 특성을 가지게 된다. 그림 3에 압전 소자의 입력 임피던스 커브가 나와 있다. 이러한 공진부 혹은 유도성 구간에서 동작하게 되면 압전소자는 공진기로서 동작하게 되고, 따라서 기존의 자화 소자를 대체하는 것이 가능하게 되며, 전력을 1차측에서 2차측으로 '전달'하는 것이 아닌 단일소자에 전력을 '저장'하는 개념이므로, 전달에 의한 변환 손실이 없어진다^[2]. 또한 좋은 특성을 가지는 변압기를 설계하기 위해서는 복잡한 구조의 설계가 필요하고 이에 수반되는 고비용 문제점이 존재한다. 이에 반해 압전 트랜스듀서의 경우 아주 단순한 구조를 가지므로 집적화와 대량생산에 유리한 면이 있다. 뿐만 아니라 압전소자의 기본적 장점인 '박형화' 및 '저가격화'를 통한 많은 응용가능성을 생각할 수 있다.

2.1 압전 트랜스듀서의 전기적 특성

본 논문에서는 후지(Fuji)사에 주문제작한 디스크 타입 고전력 압전 트랜스듀서를 사용하였다. 물리적 치수 및 특성은 그림 4에 나와 있다.

제작된 압전 소자의 전기적 등가회로는 그림 5과 같이 나타내어지고, 등가 파라미터를 측정된 결과는 표 1에 나와 있다.

제작된 압전 트랜스듀서는 단층이며 coupling factor (Kp)가 0.55이고, 첫 번째 공진이 윤곽진동모드 (radial vibration mode)에서 나타난다. 윤곽진동모드의 경우

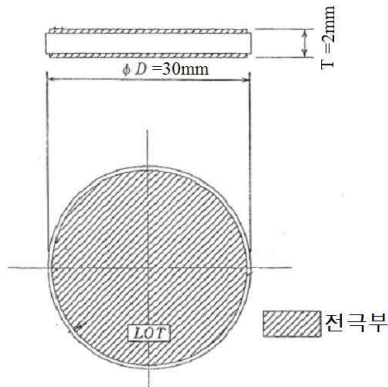


그림 4 디스크 타입 압전 트랜스듀서의 외형
Fig. 4 Mechanical dimensions of the disk-type piezoelectric transducer.

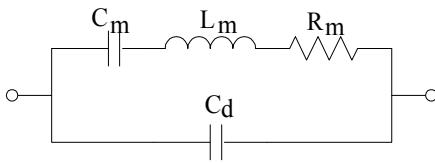


그림 5 압전 트랜스듀서의 전기적 등가회로
Fig. 5 Electrical equivalent circuit of piezoelectric transducer

표 1 압전 트랜스듀서의 등가 파라미터
Table 1 Equivalent circuit parameters

등가 파라미터	측정값
Lm	4.13 mH
Cm	1.21 nF
Rm	1.33 Ω
Cd	3.19 nF

디스크 타입은 중심에서 윤곽까지의 거리가 일정하므로 하모닉 특성이 없이 임피던스 특성 곡선이 넓은 주파수 영역에서 깨끗하며, 이와 반대로 사각 형태의 압전소자는 중심에서 윤곽까지 거리가 일정하지 않으므로 다양한 기생 공진 주파수가 존재하게 된다. 따라서 본 논문에서는 디스크 타입 윤곽진동모드를 사용하였다.

2.2 압전 공진기를 이용한 컨버터 회로

압전 소자를 응용하여 구현 할 수 있는 회로로 공진형 스위치드 커패시터 회로를 선택하였다. 공진형 스위치드 커패시터 회로는 그림 6과 같은 형태이다^[30].

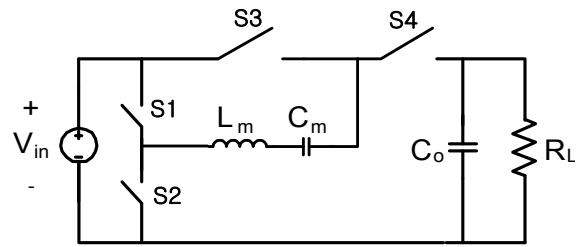


그림 6 공진형 스위치드 커패시터 회로^[30]
Fig. 6 Resonant type switched-capacitor circuit^[30]

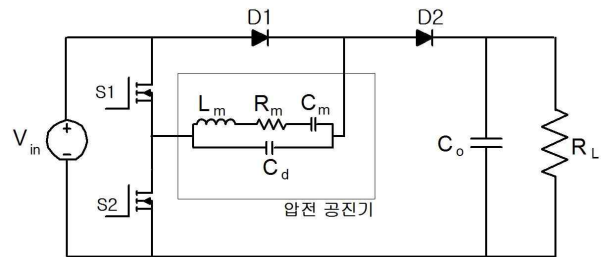


그림 7 압전 트랜스듀서를 이용한 공진형 컨버터
Fig. 7 Piezoelectric-transducer power converter

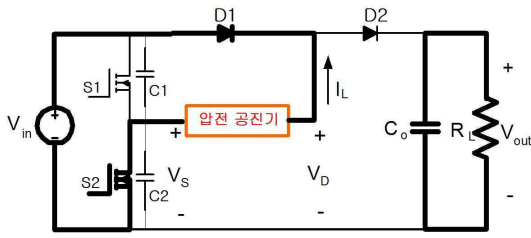
기존의 스위치드 커패시터 회로에 인덕터를 첨가하여 공진을 발생시키고, 공진 에너지를 이용하여 소프트 스위칭 하는 회로이다. 전압 2배기 (voltage doubler) 계열이므로 승압의 특성을 갖는다. 스위치와 다이오드가 온-오프함에 따라서 4개의 동작 모드를 갖게 된다.

이 회로에 압전 공진기를 적용하면 총 8개의 동작 모드를 가지는 승압형 컨버터가 나온다 (그림 7). 압전 공진기는 L-R-C 직렬 공진 회로에 병렬로 전극 커패시턴스 (Cd)가 존재하므로, 동작모드 상에 차이를 가져오게 된다. 자세한 동작원리는 다음 장에서 설명한다. 본 컨버터를 제어하는 방법으로는 주파수 제어 및 스위칭 주파수 PWM (비대칭제어)와 저주파 PWM (burst 모드)제어를 들 수 있다. 그러나 소프트 스위칭을 고려하면 주파수 제어가 가장 일반적이다. 다음 장에서 주파수 제어와 출력과의 제어성을 고려한 수식을 유도한다.

3. 제안된 압전 컨버터 회로 동작 분석

제안된 컨버터의 동작은 다음과 같이 8개의 동작 모드로 설명된다 (그림 8).

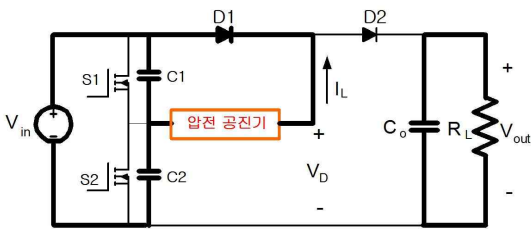
3.1 동작원리



모드 1

모드 1 [$\theta_1 \sim \theta_2$]

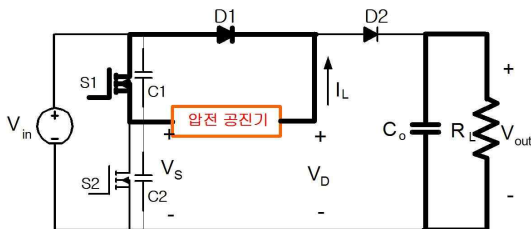
S2 스위치가 켜지면, 압전 소자에 전압이 인가되면서 D1을 통해서 공진 전류가 흐르게 된다. 부하전류는 출력 커패시터를 통해서 공급받는다. 단, V_s 는 스위치 전압, V_o 는 다이오드 전압임.



모드 2

모드 2 [$\theta_2 \sim \theta_3$]

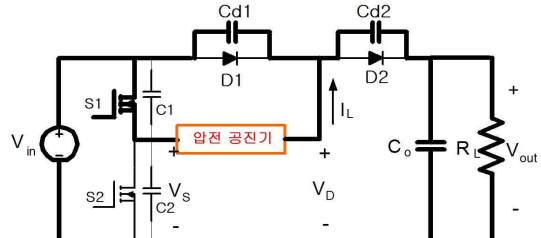
S2가 오프되면 모드2가 시작된다. 이 때 공진전류는 스위치의 기생 커패시턴스 C1, C2를 충전시키기 시작하는데, 기생 커패시턴스는 압전 공진기에 등가적으로 존재하는 C_d 에 비해서 임피던스가 상대적으로 크므로 대부분의 압전전류는 내부로 돌게 되고, 압전 외부에서 측정되는 전류(I_L)는 순간적으로 거의 0에 가깝게 감소된다.



모드 3

모드 3 [$\theta_3 \sim \theta_4$]

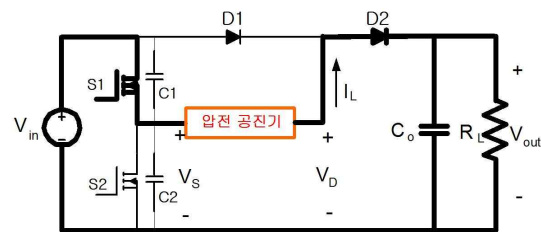
기생 커패시턴스의 충전이 끝나면, S1의 역도통 다이오드를 통하여 공진전류가 순환하게 된다. 이 때에는 C_d 의 전압이 고정되므로, 공진전류가 다시 소자의 부로 흐르기 시작한다.



모드 4

모드 4 [$\theta_4 \sim \theta_5$]

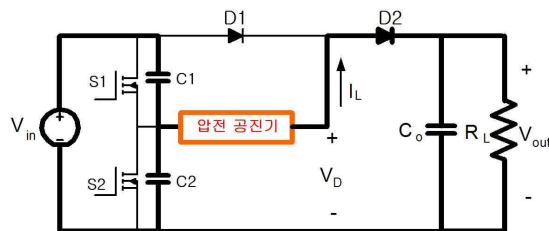
공진전류의 방향이 바뀌는 순간 모드 4가 시작된다. D1의 도통이 중지되고, 다이오드에 존재하는 기생 커패시턴스가 충·방전 되는데, 이 동작 중에는 모드 2와 마찬가지로 압전의 등가 커패시터 C_d 의 임피던스가 작으므로, 대부분의 공진전류는 소자 내부에서 돌고 외부에서 측정되는 전류는 거의 0으로 감소하게 된다.



모드 5

모드 5 [$\theta_5 \sim \theta_6$]

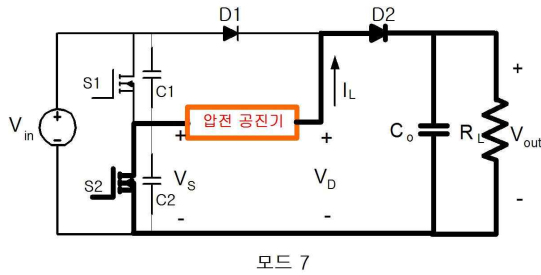
커패시터의 충·방전이 끝나면, D2가 도통되면서 모드 5가 시작된다. 전류방향이 바뀌기 전에 S1에 턴-온 신호를 인가하면 영전압 스위칭이 된다. 공진전류가 부하로 직접 공급된다.



모드 6

모드 6 [$\theta_6 \sim \theta_7$]

S1이 꺼지면서 모드 6이 시작된다. 공진전류는 소자 내부의 C_d 와 외부의 기생커패시턴스를 충·방전시키면서 흐르게 된다. 마찬가지로 I_L 은 거의 0으로 떨어진 다.



모드 7 [$\theta_7 \sim \theta_8$]

기생 커패시턴스의 충·방전이 끝나면, S2의 역도통 다이오드를 통하여 공진전류가 순환하게 된다. 이 모드 내에서 S2를 턴 온시키면, 영진압 스위칭 턴 온이 된다.

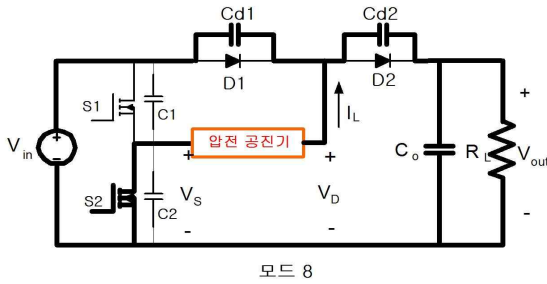


그림 8 압전 컨버터의 동작모드(모드 1 - 모드 8)
Fig. 8 Operation mode of the converter(Mode 1 - Mode 8)

모드 8 [$\theta_8 \sim \theta_9$]

공진 전류의 방향이 전환되면서 모드 8이 시작된다. D2가 꺼지고, 기생 커패시턴스 들이 충·방전을 시작한다. 이 때 외부 공진전류 I_L 은 거의 0으로 감소하고, 충·방전이 끝날 때까지 유지된다. D1이 켜지면서 모드 1로 돌아가게 된다.

스위칭 주파수에 대한 입출력 전달식을 구하면 다음과 같다. 압전소자에 흐르는 공진 전류를 i_L 이라 하고, 압전에 걸리는 구형파 전압의 영-첨두치 값을 V_{DC} 라 하면, 전압의 기본과 성분의 위상을 기준으로 했을 때, 전류의 식은 다음과 같이 나타내어진다.

$$i_L = I_{a1} \sin(\omega_s t - \theta_0) \quad (1)$$

$$\text{단, } \theta_0 = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_s L_e}{R}\right), \quad I_{a1} = \frac{4V_{DC}}{\pi R} \left(\frac{1}{\sqrt{\omega_s^2 L_e^2 / R^2 + 1}} \right),$$

ω_s 는 스위칭 주파수이다.

L_e 는 공진회로의 등가 임피던스를 나타내는데, 특히

공진주파수보다 높은 구간에서는 유도성으로 보이므로 등가 인덕턴스로 다음과 같이 나타내어진다.

$$L_e = Lm(1 - (\omega_o/\omega_s)^2) \quad (2)$$

단, ω_o 는 공진주파수.

공진주파수 이상의 영역에서는 출력 전류는 인덕터 전류의 특정 구간 (모드 5, 7)의 합과 일치하므로 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$i_o = \int_{\theta_0 + \theta_{d1}}^{180 - \theta_{d2}} i_L d\theta + \int_{180}^{\theta_0 + 180} i_L d\theta = \frac{v_o}{R_L} \quad (3)$$

단, $\theta_{d1} = \theta_5 - \theta_4$, $\theta_{d2} = \theta_7 - \theta_6$ 이다.

위 식을 정리하면,

$$I_{a1} \{ \cos(\theta_{d2} + \theta_0) + \cos\theta_{d1} + 1 - \cos\theta_0 \} = \frac{v_o}{R_L} \quad (4)$$

이 된다.

주어진 회로에서 V_{DC} 는

$$V_{DC} = v_{in} - (v_o/2) \quad (5)$$

이므로, 입출력 전압이득 M을 계산하면 아래와 같다.

$$M = \frac{2k_1}{k_1 + 2} \quad (6)$$

$$\text{단, } k_1 = \alpha \frac{4R_L}{\pi R} \left(\frac{1}{\sqrt{\omega_s^2 L_e^2 / R^2 + 1}} \right),$$

$$\alpha = \cos(\theta_{d2} + \theta_0) + \cos\theta_{d1} + 1 - \cos\theta_0.$$

이상적인 조건에서의 최대이득은 공진저항 R이 0인 조건에서, 동작 주파수를 공진주파수에 일치시키는 경우이므로, k_1 은 무한대로 증가한다.

따라서 최대 이득은,

$$\lim_{k_1 \rightarrow \infty} M = 2. \quad (7)$$

이 된다. 따라서 최대 두 배의 승압 효과를 얻게 된다.

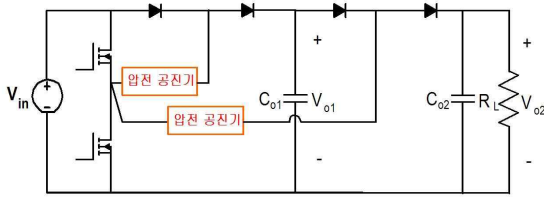


그림 9 확장된 2단 직렬형 압전공진기 컨버터
Fig. 9 Extended cascaded piezoelectric converter

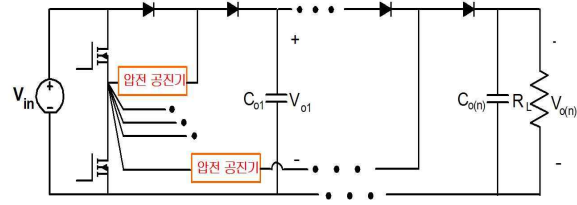


그림 10 n개의 직렬형 압전공진기 컨버터
Fig. 10 n-stage cascaded piezoelectric converter

3.2 압전컨버터의 일반화

제안된 회로를 직렬 연결함으로써 일반화할 수 있다. 단순한 컨버터 직렬의 경우 이득이 2배씩 증가하여 최종이득은 2ⁿ이 되고, 각 단계의 스위치 전압 스트레스도 2배씩 증가하게 된다. 이를 피하기 위하여 한 쌍의 스위치와 다이오드로 구성할 수 있는 회로를 살펴본다.

먼저 2직렬의 경우 그림 9와 같이 회로를 구성한다. 첫 단계에 있는 스위치가 각각의 압전공진기를 통하여 이후의 모든 단계의 출력에 전류를 공급한다. 이렇게 함으로써, 스위치의 개수 및 전압 스트레스의 증가 없이 더욱 높은 승압비를 얻을 수 있다. 최종 전압이득을 유도하는 과정은 다음과 같다.

첫째 단의 압전 전류식은 기존과 동일하며, 둘째 단의 압전 전류식에서 V_{o1}, V_{o2}를 각각 첫째, 둘째단의 출력전압이라고 하면 V_{DC}는 다음과 같고,

$$V_{DC} = \frac{v_{o1} - v_{o2} + v_{in}}{2} \quad (8)$$

최종 이득 M₂는 아래와 같이 유도된다.

$$M_2 = \frac{k_1}{k_1 + 2} \cdot (M_1 + 1) \quad (9)$$

만약, 두 압전소자가 같은 공진주파수 및 공진 파라미터라고 가정하면 식(10)이 된다.

$$M_2 = \left(\frac{k_1}{k_1 + 2}\right)^2 (M_0 + 1) + \left(\frac{k_1}{k_1 + 2}\right) \quad (10)$$

단, M₀ = 1.

최대 이득은 k₁이 무한대일 때, 3이 된다. n개의 직렬회로의 경우도 아래와 같이 분석할 수

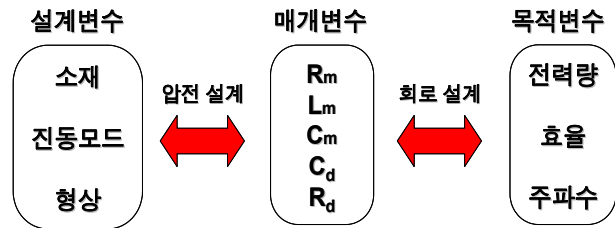


그림 11 압전 트랜스듀서 컨버터 설계를 위한 각 변수들의 상관관계 [2]

Fig. 11 Relationship among the parameters for a piezo-transducer power-converter design [2]

있다. 먼저, n 직렬로 했을 때 회로도에는 아래와 같다 (그림 10).

이 때, 최종 단의 V_{DC}는 식(11)과 같고, 이를 이용하여 최종 이득 M_n을 구하면 식 (12)와 같다.

$$V_{DC} = \frac{v_{o(n-1)} - v_{o(n)} + v_{in}}{2} \quad (11)$$

$$M_n = \frac{k_1}{k_1 + 2} \cdot (M_{n-1} + 1) \quad (12)$$

만약, n개의 압전소자가 같은 공진주파수 및 공진 파라미터라고 가정하면 식(13)과 같이 된다.

$$M_n = \left(\frac{k_1}{k_1 + 2}\right)^n M_0 + \sum_{k=1}^n \left(\frac{k_1}{k_1 + 2}\right)^k \quad (13)$$

위 식에서 k₁이 무한대일 때, 최대 이득은 n+1이 된다.

4. 설계 과정 및 실험 결과

압전 컨버터 제작을 위한 설계 과정을 살펴보기 위

하여 먼저 각 변수들 간의 상관관계를 그림 11에 나타내었다. 설계를 위한 목적변수는 컨버터 시스템의 전력량과 효율 및 동작주파수(크기)가 된다. 이를 원하는 방향으로 조절하기 위하여 설계변수가 필요한데, 이는 다시 회로설계 및 압전설계의 두 단계로 나누어진다. 회로설계와 압전설계를 연결하기 위하여 매개변수가 도입되며, 이는 그림 5에서 언급한대로 압전소자의 회로적 등가소자를 의미한다. 이러한 매개변수를 이용하여 궁극적으로 실제적 설계변수인 압전의 소재나 진동 모드 및 물리적 형상 등을 결정하게 된다.

설계를 위한 각 단계를 순서적으로 정리하면 다음과 같다.

1) 스위치, 다이오드의 전압, 전류 정격: 압전컨버터를 구성하는 스위치와 다이오드의 최대 전압스트레스는 입력전압과 같고, 전류스트레스는 식(1)의 I_{a1} 과 같아진다. 이에 맞는 전압, 전류정격을 가지는 소자를 선정한다.

2) 매개변수: 목적변수와의 관계를 통해서 값을 설정한다. 컨버터 회로에서 압전부를 등가회로(매개변수)로 치환한 후, 각각의 목적변수와의 관계식을 구한다. 이는 기본적인 전기회로공식을 통해서 유도 가능하다^[2].

3) 소재(설계변수): 소재는 소프트(soft) 재료와 하드(hard) 재료의 두 가지로 나누어지는데, 전력용으로 사용하는 것은 주로 높은 전력량을 가지는 하드 계열의 Lead zirconate titanate(PZT)를 사용한다.

4) 진동모드(설계변수): 앞 장에서 설명한 것과 같이, 주변 고조파의 영향을 제일 덜 받는 1차 공진 주파수 부근을 쓰게 되는데, 디스크 타입의 경우 윤곽진동모드가 된다.

5) 형상 (설계변수): 매개변수와 가장 밀접한 관계를 가지고 있는 설계변수인데, 이는 기본적으로 표 2와 같이 전기적 파라미터와 기계적 파라미터의 전기역학적 관계에 의해서 결정된다^[31]. 각각의 매개 변수들은 압전의 기계적 파라미터와 대응관계를 가진다. 구체적인 관계식은 기존의 연구에 나와 있다^[32]. 이를 참고하여 원하는 매개변수값이 나오도록 설계값을 설정한다.

앞에서 분석한 결과를 바탕으로 하드웨어 프로토타입을 제작하고 검증하였다. 제안된 컨버터의 적용가능한 응용으로는 100V 근방의 고전압, 저전류 전원을 요구하는 용량성 부하 구동용 전원, 특히 *avalanche photodiodes*, 초음파 발생용 압전 트랜스듀서, *vacuum*

표 2 전기적 파라미터와 기계적 파라미터의 전기역학적 관계^[31]

Table 2 Electro-mechanical analogies for lumped parameter circuit model^[31]

기계적 파라미터	Symbol	전기적 파라미터
힘	$F \Leftrightarrow V$	전압
속도	$v = \dot{u} \Leftrightarrow i = \dot{q}$	전류
변위	$u \Leftrightarrow q$	전하
질량	$m \Leftrightarrow L$	인덕턴스
탄력성(Compliance)	$1/k \Leftrightarrow C$	커패시턴스
구조적 댐핑	$\kappa \Leftrightarrow R$	저항

표 3 제안된 회로의 하드웨어 설계 파라미터

Table 3 Device parameters for the hardware prototype

소자	파라미터값
스위치 S1, S2	IRF530 (14A, 100V)
다이오드 D1,D2	SB2100 (2A, 100V)
압전소자	재료 C-203, $\omega_o=70\text{kHz}$ (무부하시)
출력 커패시터 Co	250V, 22uF 전해커패시터

fluorescent displays 및 MEMS 소자 등의 전원회로이다^[33-35]. 따라서 본 논문에서는 50-90V 입력, 100V 출력전압, 최대 전력 10W의 DC/DC 컨버터를 제작하였다. 제작된 하드웨어에 사용된 소자들의 정보는 표 3에 나온 것과 같다.

그림 12에 실험결과 얻은 주요 실험파형이 나와 있다. 각 파형을 나타내는 기호는 그림 8에 나와 있는 것과 동일하다. I_L 파형을 보면, 스위칭 주파수와 일치하는 공진이 발생하여 공진전류 파형을 유지하는 것을 알 수 있다. 또한, 압전소자는 진동모드에 따라 다양한 공진 주파수가 존재하므로 구형파 V_s 에 존재하는 하모닉 성분에 의해서 고주파 전류도 섞이게 된다. 앞장의 모드 분석과 동일하게 V_s 와 V_D 의 변동 시에는 0으로 유지되는 것을 확인할 수 있다. 또한, S2와 V_s 를 비교해 보면, V_s 가 0으로 떨어졌을 때, S2가 온이 되어 영전압 스위칭이 되는 것을 알 수 있다.

그림 13에서는 입력전압 및 부하 전력 변동에 따른 압전 컨버터의 동작 주파수 변화를 보여주고 있다. 공

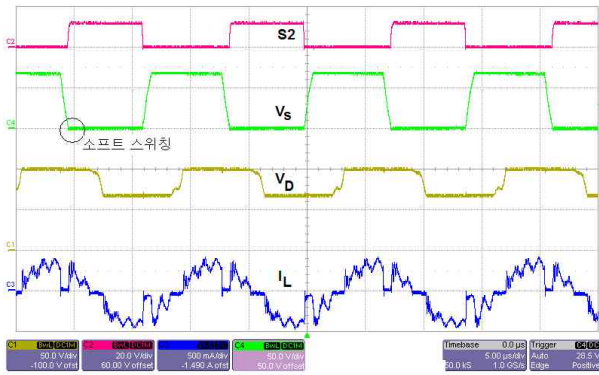


그림 12 제안된 회로의 하드웨어 주요 파형
 Fig. 12 Main waveform of the proposed converter hardware
 (S2: 스위치 게이트신호, Vs: 스위치 전압, Vd: 다이오드 전압, IL: 압전전류)

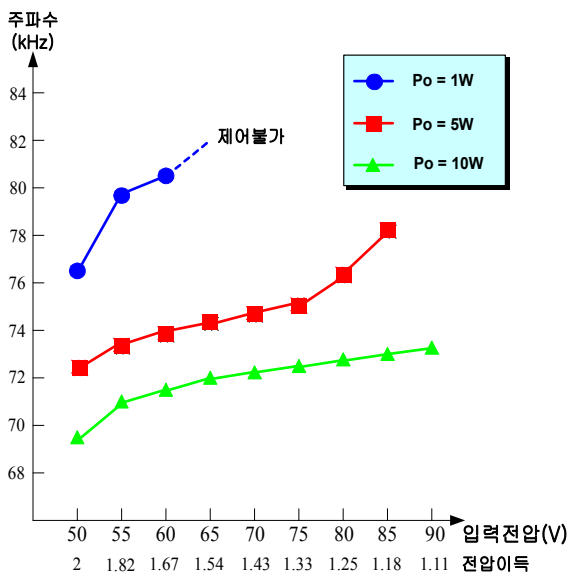


그림 13 압전 컨버터의 입력 전압 및 부하에 따른 동작주파수의 변화
 Fig. 13 Switching frequency comparison of the piezoelectric DC/DC converters according to the input and load variations

진주파수보다 높은 영역이므로, 입력전압이 증가함에 따라 입출력 이득을 낮추기 위하여 주파수가 증가하는 것을 알 수 있다. 부하는 1W에서 10W까지 변동하였는데, 부하가 클수록 공진주파수가 낮아지는 것을 확인할 수 있다. 무부하시에는 주파수 제어만으로는 제어가 어려우므로 일반적인 컨버터와 마찬가지로 저주파 펄스폭 변조방식인 burst 모드로 동작시켜야 함을 알 수 있다.

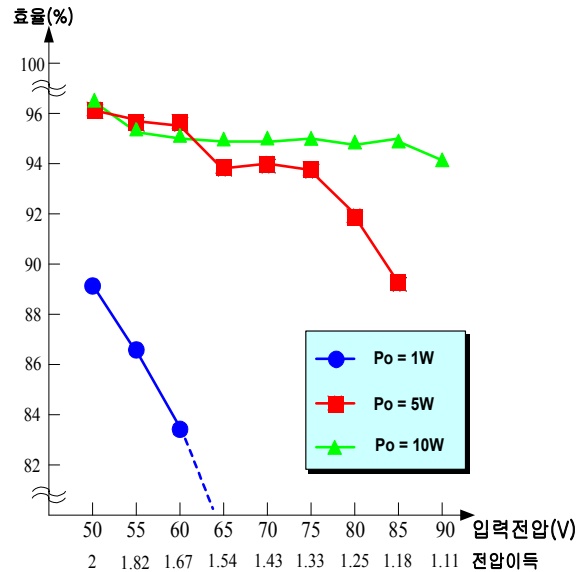


그림 14 압전 컨버터의 입력전압, 부하에 따른 효율의 변화
 Fig. 14 Efficiency comparison of the piezoelectric DC/DC converters according to the input and load variations

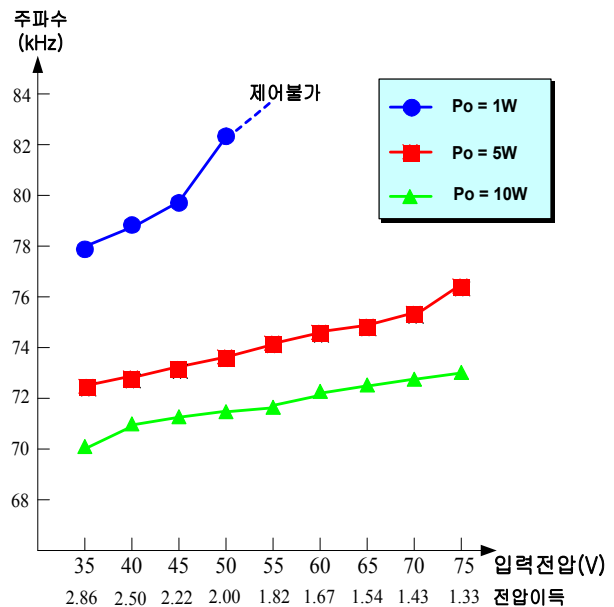


그림 15 2단 직렬형 압전 컨버터의 입력 전압 및 부하에 따른 동작주파수의 변화
 Fig. 15 Switching frequency comparison of the cascaded piezoelectric converters according to the input and load variations

그림 14에는 입력전압 및 부하변동에 따른 효율 변화 그래프가 나와 있다. 이득이 이상적 동작조건인 2

에 가까울수록 고효율이 나오는 것을 알 수 있다. 최대 효율은 10W와 5W에서 모두 96%이상을 달성하였다. 이득 감소시 공진부에서 멀어짐에 따라 효율도 감소하는데, 부하가 클수록 주파수 변동폭이 작아서 효율 감소도 둔화되는 것을 알 수 있다.

그림 15는 앞 장에서 제안된 2단 직렬형 구조의 압전 컨버터를 제작하고 하드웨어 실험한 결과이다. 입력변동 범위는 승압의 이론적인 최대치인 3에 가까운 2.86 (35V 입력)에서 시작하여 1.33 (75V 입력)까지이다. 단일형 컨버터와 마찬가지로 주파수가 증가함에 따라 이득이 감소하는 것을 알 수 있다. 무부하시에는 출력제어를 위하여 주파수 제어 이외의 제어 방법이 필요할 것임을 또한 알 수 있다.

그림 16에 2단 직렬형 컨버터의 입력 전압 및 부하 변동에 따른 효율의 변화를 나타내었다. 단일형 컨버터와 마찬가지로, 이득이 이상적 동작조건인 3에 가까울수록 고효율이 나오는 것을 알 수 있다. 최대 효율은 10W와 5W에서 모두 단일형에 비해 떨어지는 93% 수준을 달성하였다. 이득 감소시 공진부에서 멀어짐에 따라 효율도 감소하는 것을 알 수 있다. 5W와 10W 모두 입력변동범위 내에서 90%이상의 고효율을 유지하였다.

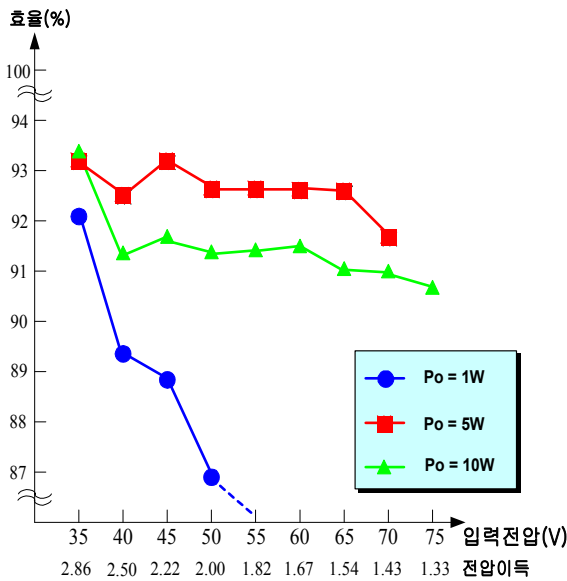


그림 16 2단 직렬형 압전 컨버터의 입력 전압 및 부하에 따른 효율의 변화

Fig. 16 Efficiency comparison of the cascaded piezoelectric converters according to the input and load variations

5. 결 론

본 논문에서는 대량 생산을 통한 원가 절감 및 신뢰성 향상을 위하여 집적화 가능한 컨버터 제작을 목표로 압전 트랜스듀서를 이용한 DC/DC 컨버터 회로를 제안하였다. 권선이 필요한 자화 소자 대신 압전 트랜스듀서를 이용하여 유도성(inductive) 임피던스 구간에서 사용함으로써, 에너지 저장 기능을 수행함과 동시에 저가격화를 달성할 수 있도록 한다. 특별히 제안된 회로는 공진형 차지 펌프 방식으로, 승압형으로 제작되었고, 복수개의 단을 직렬 연결함으로써 승압비를 개선할 수 있는 확장된 회로 또한 포함되었다. 제안된 회로의 동작 모드를 분석하고, 이론적인 주파수와 입출력 전압 이득과의 관계식을 도출하였다. 분석된 이론을 검증하기 위하여 고전압 저전류의 용량성 부하 구동용 10W 하드웨어 프로토타입을 제작하였다. 실험결과 단일 컨버터의 경우 96% 이상의 최대효율을 기록하였고, 2단 직렬형의 경우 93%의 효율을 나타내었다. 또한, 주파수제어의 경우 최적효율 지점인 공진점 부근에서 구동주파수가 멀어짐에 따라 효율이 감소하는 현상을 확인하였다. 본 논문을 통하여 압전 트랜스듀서의 고용량 컨버터에 적용가능성을 확인하였으므로, 향후 다양한 응용으로의 연구 확대를 기대할 수 있다.

이 논문은 2008년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRF-2008-314-D00144)

참 고 문 헌

- [1] "Center overview and highlights", Center for Power Electronics Systems, Virginia Tech., www.cpes.vt.edu, 2008, March.
- [2] 백종복, 서갑수, 이경표, 박종후, 조보형, "차세대 고주파 전력증폭기 개발 및 압전소자 응용", 삼화양행, 0414-20080017, Jan. 2009.
- [3] C. A. Rosen, "Ceramic Transformer and Filters", Proc. Electronic Comp. Symp, 1956, pp. 205-211.
- [4] K.F. Kwok, P. Dong, K.W.E Cheng, K.W. Kwok, Y.L Ho, X.X. Wang and H. Chan, "General study on piezoelectric transformer", PESC'04, pp. 216-220, 2004.
- [5] G. Ivensky, I. Zafrany and S. Ben-Yaakov, "Genericooperational characteristics of piezoelectric

- transformers", PESC'00, pp. 18-23, 2000.
- [6] R. Prieto, M. Sanz, J.A. Cobos, P. Alou, O. Garcia and J. Uceda, "Design considerations of multi-layer piezoelectric transformers", APEC'01, pp. 1258-1263, 2001, March.
- [7] Hu Junhui, "Temperature field of the piezoelectric transformer operating in longitudinal vibration mode", UltrasonicsSymposium, pp. 1003-1006, 2002, Oct.
- [8] D. Vasic, F. Costa and E. Sarraute, "A new method to design piezoelectric transformer used in MOSFET and IGBT gate drive circuits", PESC '03, pp. 307-312, 2003, June.
- [9] T. Zaitzu, T. Shigehisa, T. Inoue, M. Shoyama and T. Ninomiya, "Piezoelectric transformer converter with frequency control", INTELEC '95, pp. 175-180, 1995, Nov.
- [10] T. Zaitzu, T. Shigehisa, M. Shoyama and T. Ninomiya, "Piezoelectric Transformer Converter with PWM Control", APEC '96, pp. 279-283, 1996, March.
- [11] S. Hamamura, D. Kurose, T. Ninomiya and M. Yamamoto, "New control method of piezoelectric transformer converter by PWM and PFM for wide range of input voltage", CIEP '00, pp. 3-8, 2000, Oct.
- [12] J. A. Martin, M. J. Prieto, F. Nuno and J. Diaz, "A New Full-Protected Control Mode To Drive Piezoelectric Transformers", PESC '01, pp. 378-383, 2001, June.
- [13] S. Ben-Yaakov and S. Lineykin, "Frequency tracking to maximum power of piezoelectric transformer HV converters under load variations", PESC '02, pp. 657-662, 2002, June.
- [14] F. Nuno, J.A. Martin, J. Diaz, M.J. Prieto and F.M. Fernandez-Linera, "Quantum mode control for piezoelectric transformers in AC/DC applications", CIEP '02, pp. 202-207, 2002, Oct.
- [15] J. Diaz, J.A. Martin-Ramos, M.J. Prieto and F. Nuno, "A double-closed loop DC/DC converter based on a piezoelectric transformer", APEC '04, pp. 1423-1428, 2004.
- [16] J. Diaz, F. Nuno, J.M. Lopera and J.A. Martin-Ramos, "A new control strategy for an AC/DC converter based on a piezoelectric transformer", Industrial Electronics, IEEE Transactions on vol. 51, pp. 850-856, 2004, Aug.
- [17] T. Yamane, S. Hamamura, T. Zaitzu, T. Minomiya, M. Shoyama and Y. Fuda, "Efficiency improvement of piezoelectric-transformer DC-DC converter", PESC '98, pp. 1255-1261, 1998, May.
- [18] J. Navas, T. Bove, J.A. Cobos, F. Nuno and K. Brebol, "Miniaturised Battery Charger using Piezoelectric Transformers", APEC '01, pp. 492-496, 2001, March.
- [19] M. J. Prieto, J. Diaz, J.A. Martin and F. Nuno, "A Very Simple DC/DC Converter Using Piezoelectric Transformer", PESC '01, pp. 1755-1760, 2001, June.
- [20] M. J. Prieto, J. Diaz, J.A. Martin, F.F. Linera and F. Nuno, "Design guidelines for DC/DC converter using piezoelectric transformer", IECON '02, pp. 49-54, 2002, Nov.
- [21] S. Bronstein and S. Ben-Yaakov, "Design considerations for achieving ZVS in a half bridge inverter that drives a piezoelectric transformer with no series inductor", PESC '02, pp. 585-590, 2002, June.
- [22] Sungjin Choi and Bo. H. Cho, "Design of fluorescent lamp ballast with PFC using a power piezoelectric transformer", APEC '98, pp. 1135-1139, 1998.
- [23] Sungjin Choi, Taeil Kim and B.H. Cho, "Design of half-bridge piezo-transformer converters in the AC adapter applications", APEC '05, pp. 244-248, 2005, March.
- [24] 압전 변압기의 효율을 고려한 PWM 방식의 유니버설 입력 AC/DC 어댑터 구동회로, 柳明煥, 서울대학교 대학원, 2006.
- [25] Myounghwan Ryu; Sungjin Choi; Sangmin Lee; Cho, B.H., "A new piezoelectric transformer driving topology for universal input AC/DC adapter using a constant frequency PWM control", APEC 23th Annual IEEE, pp. 1314-1317, 2006, March 19-23.
- [26] T. Zaitzu, O. Ohnishi, T. Inoue, M. Shoyama, Ninomiya, F.C.Lee, and G.C.Hua, "Piezoelectric Transformer operating in Thickness Extensional Vibration and its Application to Switching Converter", PESC '94 Record, 25th Annual IEEE, Vol.1, pp. 585-589, 1994, June 20-25.
- [27] Tmotsu Ninomiya, Masahito Shoyama, Toshiyuki Zaitzu, and Takeshi Inoue, "ZVS Techniques and their Application to High-Frequency Converter with Piezoelectric Transformer", IECON '94, Vol. 3, pp. 1665-1669, 1994, Sept. 5-9.
- [28] "Gain-adjustment Technique for Resonant Power Converters with Piezoelectric Transformer", J. H. Park, S. J. Choi, S. M. Lee, and B. H. Cho, PESC, pp. 2549-2553, 2007, June.
- [29] Sanz, M.; Alou, P.; Soto, A.; Prieto, R.; Cobos, J.A.; Uceda, J., "Magnetic-less converter based on piezoelectric transformers for step-down DC/DC and low power application", APEC '03. Vol. 2, pp. 615-621, 2003, Feb. 9-13.

[30] Y. P. B. Yeung, K. W. E. Cheng, and D. Sutanto, "Investigation of multiple output operation for switched-capacitor resonant converters", International Journal of Circuit Theory and Applications, pp. 411-423, 2002.

[31] 박종후, 백중복, 조보형, 최성진, "마이크로 변위제어 시스템의 압전 액츄에이터 구동을 위한 스위칭 증폭기 성능 분석", 전력전자학회지, 제14권 제1호, pp. 62-71, 2009. 2.

[32] Ray-Lee Lin, Piezoelectric Transformer Characterization and Application of Electronic Ballast, Ph. D. dissertation, Virginia Tech., 2001, Nov.

[33] Maxim, Application Note 1109, Small, High-Voltage Boost Converters, 2002, Jun 14.

[34] Jeong-Bong Lee, Zhizhang Chen, Mark G. Allen, Ajeet Rohatgi, and Rajeewa Arya, "A High Voltage Solar Cell Array As An Electrostatic MEMS Power Supply", in Proceedings 7th IEEE Workshop on Micro Electro Mechanical Systems, Oiso, Japan, pp. 331-336, 1994, Jan.

[35] Jeong B. Lee, Zhizhang Chen, Mark G. Allen, Ajeet Rohatgi, and Rajeewa Arya, "A Miniaturized High Voltage Solar Cell Array As An Electrostatic MEMS Power Supply", IEEE/ASME Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 4, No. 3, pp. 102-108, 1995, Sep.



조보형(趙普衡)

1952년 2월 11일생. 1978년 California State Polytechnic University 전기공학과 졸업. 1980년 California Institute of Technology 전기공학과 졸업(석사). 1985년 Virginia Institute of Technology 전기공학과 졸업(공학박). 1980년~1982년 MTS in TRW Space and Technology group. 1995년~현재 서울대 전기컴퓨터공학부 교수. 2005년~2006년 당 학회 회장 역임.



이경표(李勁彪)

1982년 3월 28일생. 2007년 서울대 전기공학부 졸업. 2007년~현재 서울대 공대 전기컴퓨터공학부 석박사통합과정.

저 자 소 개



박종후(朴鍾厚)

1975년 8월 26일생. 1999년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2001년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2004년~2005년 Virginia Tech (Visiting Scholar). 2006년~2007년 반도체공동연구소 선임연구원 및 연수연구원. 2007년~2009년 서울대 정보기술사업단 박사후 연구원. 2009년~현재 숭실대 전기공학과 전임강사.



서갑수(徐甲洙)

1984년 1월 20일생. 2008년 전남대 전자컴퓨터정보통신공학부 졸업. 2008년~현재 서울대 공대 전기컴퓨터공학부 석사과정.