

비접촉식 충전 장치를 위한  $\pi$ -형 코어에 관한 연구

田成緝\*, 許俊\*\*, 李光雲\*\*\*, 曹圭亨\*\*\*\*

Characteristics of the  $\pi$ -Type Core for Contactless Battery Charger

S.J. Jeon, J. Heo, K.W. Lee, and G.H. Cho

## 요약

비접촉식 충전기에 사용되는 변압기는 비교적 큰 공극으로 인해 낮은 결합계수를 가지므로 전력전달 능력이 떨어진다.  $\pi$ -형 코어로 비접촉식 충전기용 변압기를 만들면 표준형의 EE, EC, UU 코어로 만든 변압기에 비해 높은 결합계수를 얻을 수 있다. 본 논문에서는  $\pi$ -형 코어로 만든 변압기의 특성을 연구하였다. 누설 인덕턴스와 여자 인덕턴스가 미치는 영향을 정현파 구동이나 구형파 구동을 통하여 분석하였고 코어에 따른 전력 전달 특성을 비교하였다. 분석의 타당함을 확인하기 위하여 ZVS 변환기에 삽입하여 그 동작을 확인하였다. 본 논문에 사용된 분석과 비교하는 방법은 공극이 큰 PCB 변압기 등에도 적용할 수 있다.

## ABSTRACT

Detachable transformers used in contactless battery chargers have poor power transfer characteristics because they have low coupling coefficients due to their gaps. The  $\pi$ -type core gives a high coupling coefficient in a contactless battery charger compared with standard cores such as EE, EC and UU. In this paper, characteristics of the  $\pi$ -type core is studied. Detailed analyses and comparisons are given based on the sinusoidal operation and square-wave operation. Reductions in output current, voltage and power are stated analytically and numerically. The analyses are verified by experiments conducted on a ZVS converter including a detachable transformer. The analyses and comparison method can be applied to other gaped transformer such as a PCB transformer.

**Keywords** : Contactless Battery Charger, Coupling Coefficient, Detachable transformer, Gaped Transformer, Zero Voltage Switching Converter

## 1. 서론

\*정회원, 부경대 전자컴퓨터정보통신공학부 교수

E-mail : jeub@pknu.ac.kr

\*\*정회원, 부경대 전자공학과 대학원 석사과정

\*\*\*정회원, 동아일렉콤 BMP팀 연구원

\*\*\*\*정회원, KAIST 전기 및 전자공학과 교수

접수일자 : 2003. 6.23

1차심사 : 2003. 7.24

심사완료일 : 2003. 9. 8

전기 자동차나 전동 지게차와 같은 산업용 장치와 휴대전화기 같은 휴대용 전자 제품들의 출현에 따라 비접촉식의 충전 장치의 요구가 점차 증대될 것으로 보인다<sup>[1][2]</sup>. 비접촉식 충전 장치에서는 그림 1(a)와 같이 변압기의 1차와 2차 권선이 분리되어 있다가 충전 시에만 그림 1(b)와 같이 결합된다.

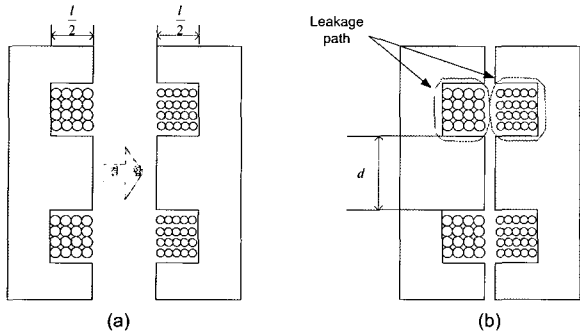


그림 1 EE 나 EC 같은 표준형 코어를 사용한 분리형 변압기  
Fig. 1 Detachable transformer using EC or EE type core

따라서 변압기 코어도 분리되어 있다가 충전 시에 결합되며 결합된 상태에서도 공극이 필연적으로 존재하게 된다. 보통의 EE, EC 또는 pot 코어를 사용하는 경우에는 단면이 그림 1에서와 같다. 이 경우에는 권선을 밀접하게 결합시킬 수 없고 그림에 표시한 바와 같이 누설 자속이 존재하고 누설 인덕턴스가 비교적 크다. 또한 필연적으로 존재하는 공극으로 인해 여자 인덕턴스는 매우 작아진다. 따라서 1차와 2차 권선의 결합계수는 작아지고 동일한 크기의 일반적인 변압기에 비해 전력 전달 능력이 현저히 감소한다<sup>[11]</sup>. 코어와 권수가 정해지면 여자 인덕턴스는 주로 공극의 크기에 크게 영향을 받고 누설 인덕턴스는 권선이 결합되는 형태에 따라 크게 좌우된다. 본 논문에서는 변압기의 코어의 형태를 변형하여 누설 인덕턴스를 줄여 결과적으로 결합계수를 키울 수 있는 ㄷ-형 코어의 특성에 대하여 연구하였다<sup>[9]</sup>. ㄷ-형 코어는 그림 2와 같이 1차를 이루는 코어에는 내각만 존재하고 2차를 이루는 코어에는 외각만이 존재한다. 1차 권선은 내각의 외부에 감고, 2차 권선은 외각의 안쪽에 감는다.

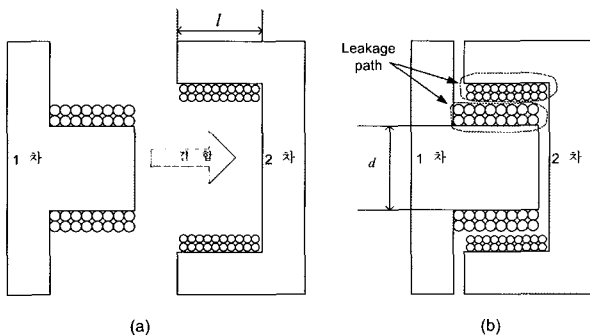


그림 2 ㄷ-형 코어를 사용한 분리형 변압기  
Fig. 2 Detachable transformer using ㄷ- type core

이와 같이하여 1차와 2차 측은 분리될 수 있는 구조이나 그림 2(b)와 같이 결합 후에는 1차와 2차 권선이 가깝게 나란히 위치하여 결합 계수가 높아진다<sup>[2][9]</sup>. 결합 계수가 높아지는 것은 누설 자속이 통과하는 자료가 비교적 길게 공기 중을 지나가므로 누설 자속이 그림 1의 코어보다는 적기 때문이다. ㄷ-형 코어는 경계면에 요철이 있어 절연층이 일반형에 비해 더 두터워질 수 있으나 권선의 위치에 의해 얻어지는 결합계수의 증가에 비하면 그 영향은 미미하다.

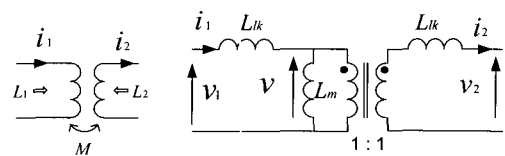
## 2. ㄷ-형 변압기의 특성

### 2.1 결합계수와 변압기의 전력 전달 능력

변압기의 크기는 코어의 단면적과 창면적의 곱 (Area product)으로 결정된다고 할 수 있다. 코어 단면적에 의해 코어의 자속과 권선당 기전력이 결정되고 창면적에 따라 권선의 전류가 결정되기 때문이다. 변압기를 해석하는 데에는 그림 3(a)의 인덕터 모델을 사용하거나 그림 3(b)의 변압기 모델을 사용할 수 있다. 두 모델은 동가이며 회로적 해석에는 변압기 모델이 편리하다. 동일한 코어를 사용한 경우 공극에 따른 변압기의 전력전달 능력을 비교하기 위하여서는 그림 3(b)의 변압기 동가 회로에서 내부 기전력  $V$ 와 1차와 2차 전류를 종합적으로 고려한 유효전류  $I$ 를 일정하게 둔다.  $I$ 는 1차와 2차 전류의 기하적 평균으로 식 (1)과 같이 주어진다.

$$I = \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2}{2}} \tag{1}$$

코어와 권수가 같은 변압기에서  $V$ 가 같으면 자속이 같고 코어의 손실(철손)이 같아지고,  $I$ 가 같으면 권선의 총합손실(동손)이 같다. 비교를 간단 명료하게 하기 위하여 변압기의 코어의 손실과 권선의 손실을 무시하고  $L_1$ 과  $L_2$ 가 같은 즉 변압비가 1:1인 동가 회로를 사용하였다.



(a) 인덕터 모델 (b) 변압기 모델

그림 3 인덕터 모델과 변압기 모델  
Fig. 3 Inductor model and transformer model

2.1.1 정현파 입력과 저항부하 조건하에서의 변압기의 전력 전달 능력

많은 경우 변압기는 정현파로 구동되고 공진형 변환기에서의 절연변압기는 근사적으로 정현파 해석을 이용할 수 있다<sup>[13][14]</sup>. 정현파 입력에 대한 해석은 페이지가 편리하다. 저항부하의 경우 변압기의 전압과 전류의 페이지는 그림 4와 같은 관계를 갖는다. 정현파 해석을 통하여  $V$ 와  $I$ 가 일정한 조건하에서의 입출력 전압·전류·전력의 증감을 구하여 낼 수 있다.

1차와 2차 권선의 저항이 같은 변압기에서 총합손실을 일정하게 유지하면 여자 전류로 인해 1차 전류가 증가하게 되고 2차 전류는 감소된다. 2차 전류에 여자 전류가 더하여져 증가된 1차 전류는 식 (2)와 같이 주어지고, 감소된 2차 전류 식 (3)과 같이 주어진다.  $\zeta_1$ 과  $\zeta_2$ 는  $I$ 에 대하여 정규화된 단위 1차 전류와 단위 2차 전류이고, 식 (4)의  $X_{Lm}$ 과  $X_{Lk}$ 은 누설인덕턴스와 여자 인덕턴스의 임피던스이며  $a$ 와  $b$ 는  $V/I$ 에 대하여 정규화된 단위 임피던스이다.

$$\zeta_1 = \frac{I_1}{I} = \sqrt{1 + \frac{1+2ab}{2a(a+b)}} \quad (2)$$

$$\zeta_2 = \frac{I_2}{I} = \sqrt{\frac{2a^2-1}{2a(a+b)}} \quad (3)$$

여기서,

$$a = \frac{IX_{Lm}}{V}, \quad b = \frac{IX_{Lk}}{V} \quad (4)$$

그리고 1차 측의 누설인덕턴스에 의해 1차 전압은 식 (5)와 같이 증가된다. 2차 측의 누설인덕턴스에 의해 2차 전압은 식 (6)과 같이 저감된다.  $\xi_1$ 와  $\xi_2$ 는  $V$ 에 대하여 정규화된 단위 1차 전압과 단위 2차 전압이다.

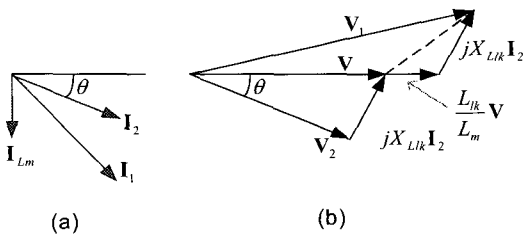


그림 4 변압기에서의 전류와 전압페이지 선도  
(a) 전류 (b) 전압

Fig. 4 Phasor diagram: (a) current, (b) voltage

$$\xi_1 = \frac{V_1}{V} = \sqrt{\left(1 + \frac{b}{a}\right)^2 + \left(3 + \frac{2b}{a}\right)b^2} \quad (5)$$

$$\xi_2 = \frac{V_2}{V} = \sqrt{1 - (\zeta_2 b)^2} \quad (6)$$

$\zeta_1, \zeta_2, \xi_1, \xi_2$ 를 결합해 여러 가지 지수를 만들어 성능을 비교할 수 있다. 입출력 전력을 비교해 보면, 누설인덕턴스와 여자 인덕턴스에 의해 피상입력전력은 다음과 같이 증가한다.

$$\chi_1 = \frac{S_1}{P} = \frac{I_1 V_1}{IV} = \zeta_1 \xi_1 \quad (7)$$

그리고 누설인덕턴스와 여자 인덕턴스에 의해 출력전력은 다음과 같이 저감된다.

$$\chi_2 = \frac{P_2}{P} = \frac{I_2 V_2}{IV} = \zeta_2 \xi_2 \quad (8)$$

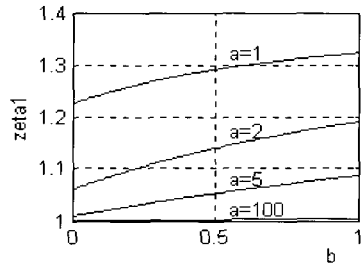
$\chi_1$ 와  $\chi_2$ 는 각기  $IV$ 에 대하여 정규화된 피상입력전력과 출력전력이다. 피상입력전력에 대한 출력전력의 비는 다음과 같이 주어진다. 부하가 저항 부하이므로 변압기내의 손실이 무시된 모델을 사용하였으므로  $\psi$ 는 입력 측의 역률이 된다.

$$\psi = \frac{P_2}{S_1} = \frac{I_2 V_2}{I_1 V_1} = \frac{\chi_2}{\chi_1} \quad (9)$$

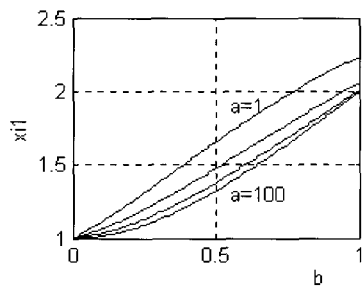
그림 5는  $a$ 와  $b$ 에 따른 입력 측 지수들  $\zeta_1, \xi_1$ 와  $\chi_1$ 의 변화를 보여준다. 전류는 여자 인덕턴스의 영향을 많이 받으며 전압은 누설 인덕턴스의 영향을 많이 받는 것을 알 수 있다. 그리고 입력을 제공하게 될 전력변환기의 용량이 증대되어야 함을 알 수 있다.

그림 6은  $a$ 와  $b$ 에 따른 출력 측 지수들  $\zeta_2, \xi_2$ 와  $\chi_2$ 의 변화를 보여준다. 입력 측과 마찬가지로 전류는 여자 인덕턴스의 영향을 많이 받으며 전압은 누설 인덕턴스의 영향을 많이 받는 것을 알 수 있다. 이는 공극이 있는 경우 출력을 저감해야 하거나 동일 출력을 내기 위해서는 코어의 체적을 증가시켜야 함을 나타낸다.

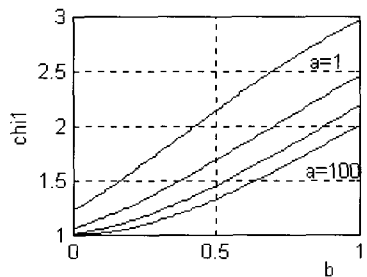
그림 7은 입력역률에 해당하는  $\psi$ 의 변화를 보여준다. 1차 측의 지수들은 그 값이 증가하고 2차 측의 지수들은 그 값이 감소하여 유용한 출력 전력에 비해 전력 변환기의 크기는 매우 커져 전력변환기 및 변압기의 이용률이 현저히 감소됨을 알 수 있다.



(a) 전류( $\zeta_1$ )



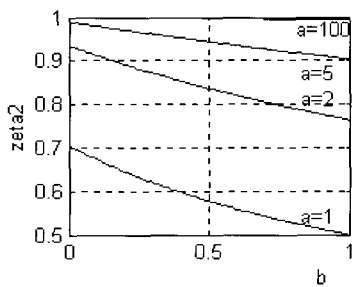
(b) 전압( $\xi_1$ )



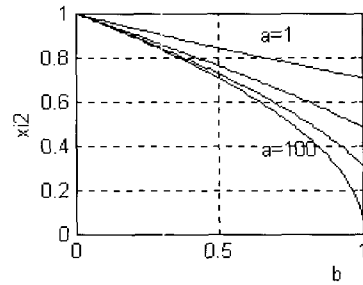
(c) 피상전력( $\chi_1$ )

그림 5 여자인덕턴스와 누설인덕턴스에 따른 1차 측 지수의 변화

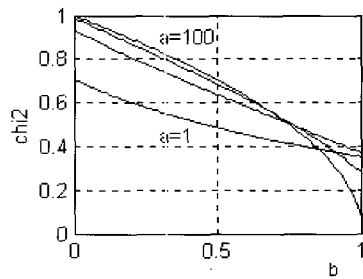
Fig. 5 Variations of primary-side parameters according to inductances



(a) 전류( $\zeta_2$ )



(b) 전압( $\xi_2$ )



(c) 전력( $\chi_2$ )

그림 6 여자인덕턴스와 누설인덕턴스에 따른 2차 측 지수의 변화

Fig. 6 Variations of secondary-side parameters according to inductances

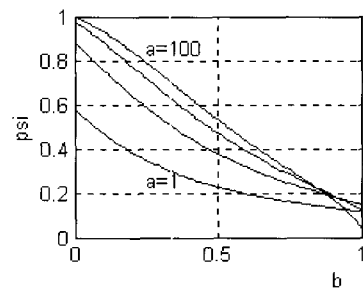


그림 7 여자인덕턴스와 누설인덕턴스에 따른 역률의 변화  
Fig. 7 Power factor variation according to inductances

### 2.1.2 구형파 입력과 유도성 부하 조건하에서의 변압기의 전력 전달 능력

ZVS 변환기와 같은 많은 경우의 전력변환장치는 입력 전압과 출력 전류가 구형파에 가깝다<sup>[15][17]</sup>. 이와 같이 비 정현파인 경우에는 앞서 해석한 것과는 약간의 차이가 있다. 변압기 1차 측에 구형파 전압이 인가되

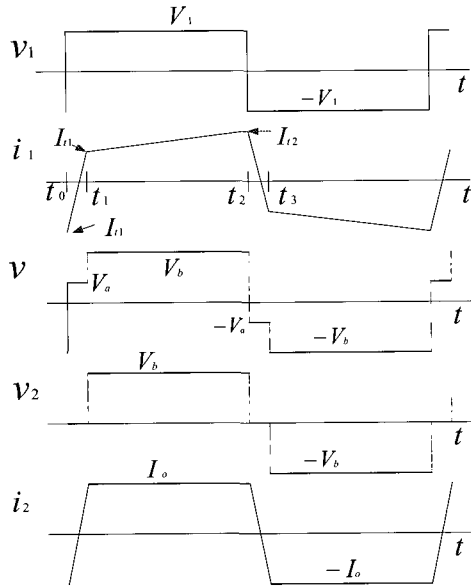
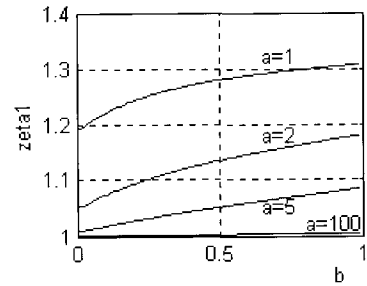


그림 8 구형과 구동시의 전압과 전류의 파형  
Fig. 8 Voltage and current waveform when driven by square wave source

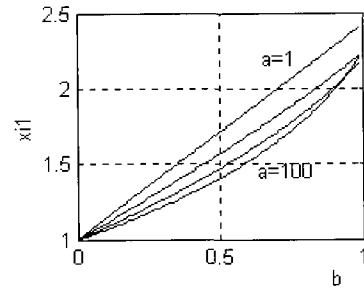
고 2차 측에 정류회로를 통하여 정전류 부하가 연결되어 있을 때 각부의 전류와 전압은 그림 8과 같다. 자로에서 최대 자속은 전압의 반주기 적분에 비례하므로  $V$ 의 평균치( $V_o$ )를 일정하게 두면 철손이 일정하다고 볼 수 있다.  $\zeta_1, \zeta_2, \xi_1, \xi_2$ 와 같은 지수들은 정현파 구동에서와는 달리 해석적으로 구하여지지 아니하며 수치적으로 구하여야 한다. 부록 B에 따른 수치 해석의 결과가 그림 9~11과 같다. 그림 5~7과 비교하여 보면 특성이 유사한 경향을 가지고 있음을 알 수 있다. 한편 DC-DC 변환기의 부하에서 보면 변압기의 2차 측의 전압과 전류의 실효치보다는 부하 측의 평균 전류( $I_o$ )와 평균전압( $V_o$ )이 큰 의미를 가지므로  $\zeta_2$ 과  $\xi_2$ 를 식 (10)과 같이 변형한 것이 보다 유익하다. 이들의 변화는 그림 12와 같이 주어진다.

$$\zeta_2' = \frac{I_o}{I}, \quad \xi_2' = \frac{V_o}{V} \quad (10)$$

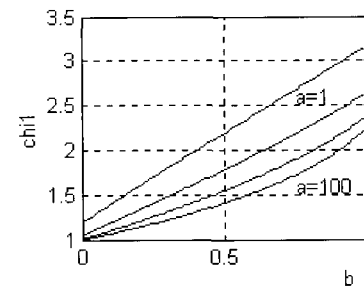
이상의 분석을 통해 구형파로 구동하는 경우에도 공극이 있어 여자 인덕턴스가 작아지고 누설인덕턴스가 커지면 변압기의 전력전달 능력이 현저히 감소함을 알 수 있다.



(a) 전류( $\zeta_1$ )

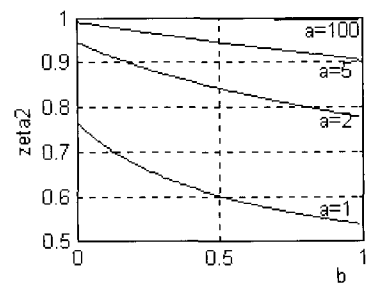


(b) 전압( $\xi_1$ )

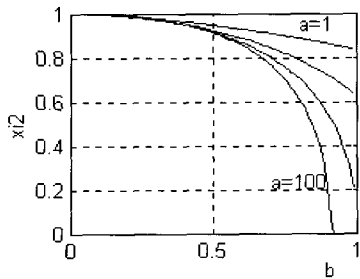


(c) 피상전력( $\chi_1$ )

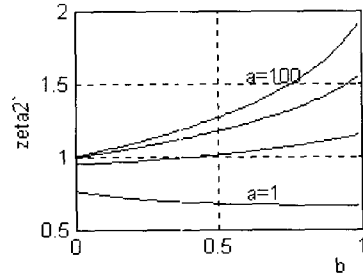
그림 9 구형과 구동시의 여자인덕턴스와 누설인덕턴스에 따른 1차 측 지수들의 변화  
Fig. 9 Variations of primary-side parameters according to inductances



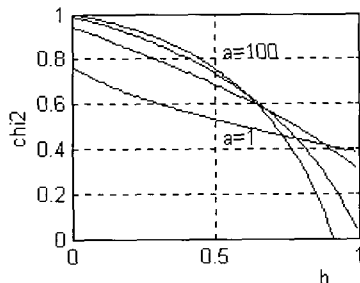
(a) 전류( $\zeta_2$ )



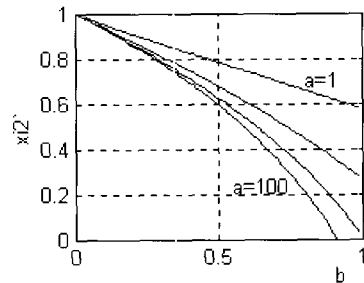
(b) 전압( $\xi_2$ )



(a) 전류( $\zeta_2'$ )



(c) 전력( $\chi_2$ )



(b) 전압( $\xi_2'$ )

그림 10 구형과 구동시의 여자인덕턴스와 누설인덕턴스에 따른 2차 측 지수들의 변화

Fig. 10 Variations of secondary-side parameters according to inductances

그림 12 구형과 구동시의 여자인덕턴스와 누설인덕턴스에 따른 부하 측 지수의 변화

Fig. 12 Variations of load-side parameters according to inductances

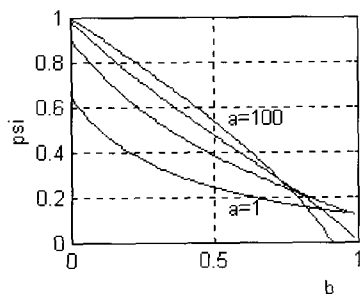


그림 11 구형과 구동시의 인덕턴스에 따른 역률의 변화  
Fig. 11 Power factor variation according to inductances

## 2.2 일반 코어를 사용한 분리형 변압기와 E-형 코어를 사용한 분리형 변압기의 특성 비교

일반 코어를 사용한 변압기와 E-형 코어 사용한 변압기의 차이를 보기 위하여 표 1과 같은 치수를 갖는 세 가지 경우를 제작하여 측정하였다.  $A_w$ 는 창면적,  $A_c$ 는 코어 단면적,  $l$ 과  $d$ 는 각기 그림 1과 2에 표시된 창의 길이와 코어 내각의 폭이고  $n$ 은 권선의 권

수이다. EC-90은 TDK의 표준형이고, EE-a와 EE-b는 비표준형으로 코어의 단면적은 같고 창의 길이가 다른 것으로 EE-a는 planar 형태에 가깝다. 그림 13은 표준형 EC-90 코어를 사용한 경우와 EC-90을 E-형으로 바꾸었을 때의 결합계수, 누설인덕턴스와 여자인덕턴스를 보여준다. 공극을 창길이의 약 20[%]까지 변화시켰다. 그림 14는 EE-a의 경우이고, 그림 15는 EE-b의 경우이다. E-형 코어를 사용한 경우는 일반형의 경우에 비해 누설인덕턴스는 작고 여자인덕턴스는 크며 결합 계수가 높은 것을 알 수 있다. 또한 일반형을 사용할 경우 EC-90과 EE-b와 같이 코어의 단면적에 비해 창길이  $l$ 이 긴 경우는 공극의 길이에 따라 결합 계수가 심하게 나빠지는데 비해 E-형의 경우는 비교적 높은 결합계수를 가지고 있음을 알 수 있다. E-형은 어느 경우든지 전력변환 회로 내에서 높은 전력 전달 능력을 가지게 된다.

E-형에서 경계면의 절연으로 인해 창의 이용률이 떨어질 수 있으나 위에서와 같이 뛰어난 결합계수를 가져 종합적으로 우수한 성능을 나타낸다.

표 1 사용된 3 가지 형태의 코어 치수 및 권수  
Table 1 Dimension of three cores measured

	EC-90	EE-a	EE-b
$A_w$ [mm <sup>2</sup> ]	1420	150	300
$A_c$ [mm <sup>2</sup> ]	706	290	290
$l$ [mm]	71	15	30
$d$ [mm]	30	10	10
$n$	10	12	25
재질	PC30	PC40	PC40

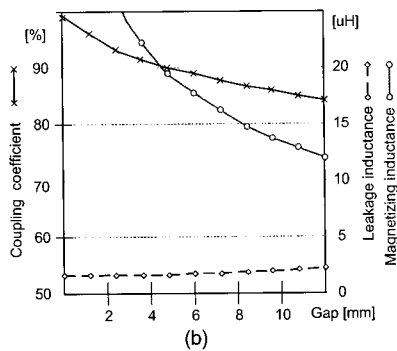
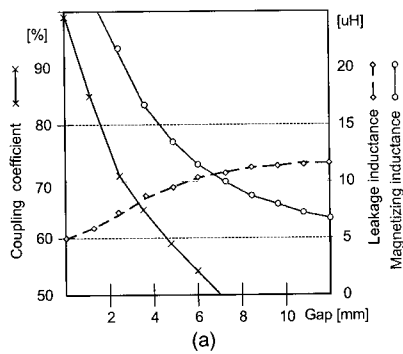


그림 13 EC-90 core에서의 여자인덕턴스와 누설인덕턴스  
(a) 표준형 (b) E-기형  
Fig. 13 Magnetizing and leakage inductances of the transformer with EC-90

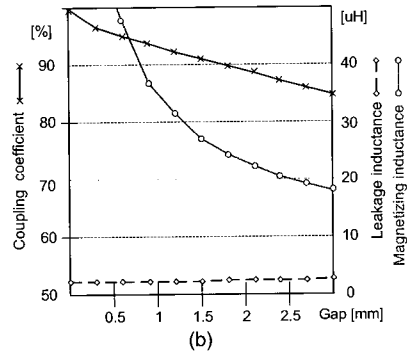
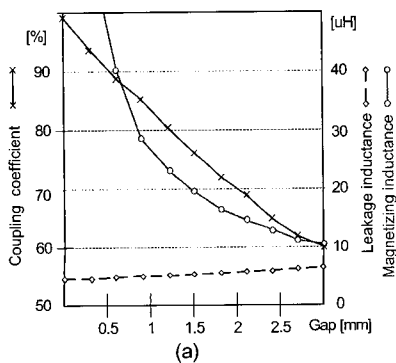


그림 14 EE-a core에서의 여자인덕턴스와 누설인덕턴스  
(a) 일반형 (b) E-기형  
Fig. 14 Magnetizing and leakage inductances of the transformer with EE-a

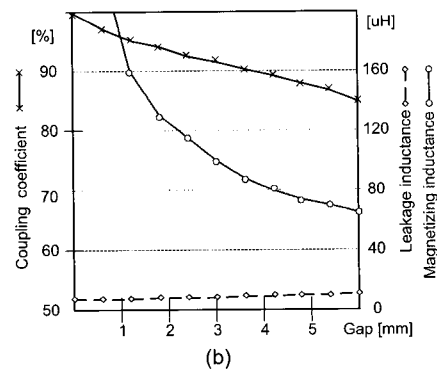
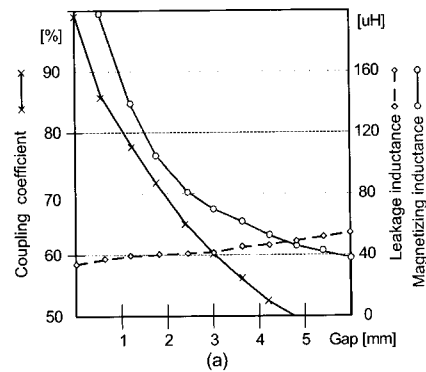


그림 15 EE-b core에서의 여자인덕턴스와 누설인덕턴스  
(a) 일반형 (b) E-기형  
Fig. 15 Magnetizing and leakage inductances of the transformer with EE-b

### 3. 실험 및 고찰

해석의 타당함과  $\pi$ 형 코어의 유용성을 확인하기 위하여  $V$ 가 160 [V]이고  $I$ 가 5 [A]인 변압기를 제작하여 ZVS 변환기에 사용하여 그 동작을 확인하였다. 변압기는 코어가 EE-b의 일반형과  $\pi$ 형으로 2.1 mm의 공극을 가지고 있다. 이들 변압기의 지수들은 표 2에 나타내었다. 일반형으로 제작한 변압기에서는 1차와 2차 전류는 증감이 적으나 1차 전압은 무려 305 [V]까지 증가하였고 2차 전압은 83 [V]까지 감소하여 출력전력은 VI 값의 55 [%]에도 미치지 못함을 알 수 있다.  $\pi$ 형 코어로 제작한 변압기는 1차 전압은 187 [V]로 증가하였고 2차 전압은 144 [V]로 감소하였다. 출력전력은 89 [%]까지 가능하여 일반형으로 제작한 경우에 비해 큰 출력을 낼 수 있음을 알 수 있다. 큰 공극에도 불구하고 결합계수가 0.93이나 되므로 ZVS 변환기를 사용하여도 충분하다. 주 스위치에는 MOSFET IRFP460을 사용하였으며 변환기의 동작 주파수는 100 [kHz]이다. 정류다이오드에는 DSEP 9-06CR을 사용하였다. 실험 결과는 그림 17, 18과 같다. 구형파의 듀티 사이클은 ZVS 동작을 유지하고 표 2의 자료와 차이가 무시될 정도로 하기 위하여 49 [%] 정도로 하였다. 그림 17은 일반형 코어를 사용한 경우의 동작을 보여주고 그림 18은  $\pi$ 형 코어를 사용한 경우의 동작을 보여준다. 실험에 사용된 직류입력전압은 일반형의 경우에는 305 [V]이고  $\pi$ 형의 경우에는

표 2 공극이 2.1 [mm]인 변압기의 지수들

Table 2 Parameters of transformers with 2.1 [mm] air gap

	일반형 EE-b	$\pi$ 형
$a, L_m$	1.7455, 95 [uH]	2.3562, 120 [uH]
$b, L_{lk}$	0.7481, 42 [uH]	0.1571, 8 [uH]
$\zeta_1, I_1$	1.1813, 5.9063 [A]	1.0679, 5.34 [A]
$\zeta_2, I_2$	0.7776, 3.8878 [A]	0.9271, 4.6356 [A]
$\zeta_2', I_0$	1.0106, 5.0529 [A]	0.9864, 4.9321 [A]
$\xi_1, V_1$	1.9099, 305.6 [V]	1.1653, 186.5 [V]
$\xi_2, V_2$	0.9487, 133.2 [V]	0.9924, 158.8 [V]
$\xi_2', V_0$	0.5187, 83.0 [V]	0.9014, 144.2 [V]
$\chi_1, S_1$	2.2561, 1804 [VA]	1.2445, 996 [VA]
$\chi_2, P_2$	0.5242, 419 [W]	0.8891, 711 [W]
$\psi$	0.2324	0.7145

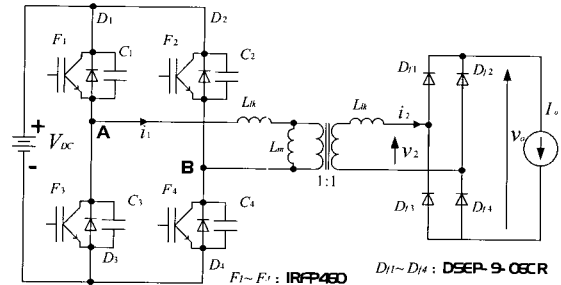


그림 16 시험에 사용된 ZVS DC-DC 변환기  
Fig. 16 ZVS DC-DC converter used in experiments

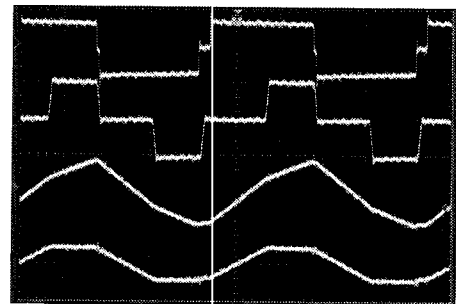


그림 17 변환기의 전부하 동작 파형 (일반형EE-b 형)  
primary voltage (top trace: 400 V/div), secondary voltage (middle upper trace: 200 V/div), primary current (middle lower trace: 10 A/div) and secondary current (bottom trace: 10 A/div), time base 2 usec/div.  
Fig. 17 Experimental waveforms of the converter with full load

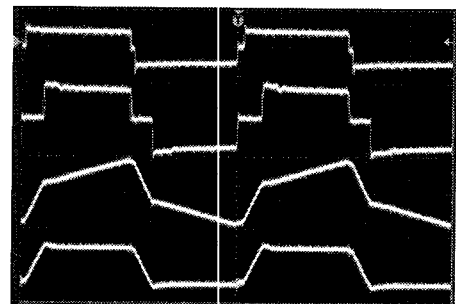


그림 18 변환기의 전부하 동작 파형 ( $\pi$ 형)  
primary voltage (top trace: 400 V/div), secondary voltage (middle upper trace: 200 V/div), primary current (middle lower trace: 10 A/div) and secondary current (bottom trace: 10 A/div), time base 2 usec/div.  
Fig. 18 Experimental waveforms of the converter with full load



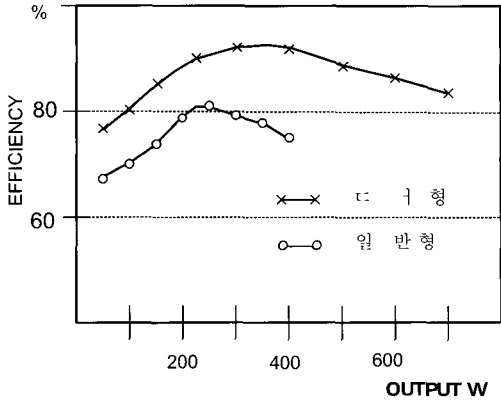


그림 19 효율곡선  
Fig. 19 Efficiency curve

190 [V]이다. 표 2에 표시된 부하전류를 흘려 출력전압은 일반형에서는 80[V] 정도가 얻어졌고 디커플링형에서는 140[V] 정도 얻어져 예측한 값과 크게 다르지 아니하다. 디커플링 코어를 사용한 경우의 전부하 동작에서 전류의 방향이 바뀌는데 필요한 시간이 800 [nsec]로 100 [kHz] 동작에서도 2차 측에서 얻을 수 있는 최대 듀티사이클은 85 [%] 정도 되므로 누설 인덕턴스와 여자 인덕턴스는 변환기의 동작을 저해하지 아니하고 오히려 ZVS 동작을 도와주고 있다고 볼 수 있다. 그림 19는 효율 곡선으로 일반형코어를 사용한 경우에 비하여 디커플링 코어를 사용할 경우의 전체 변환효율이 월등히 높음을 알 수 있다.

이상의 실험을 통하여 이론적으로 예측한 전력전달 능력을 확인하였는데 디커플링 코어를 사용할 경우 전력전달 능력은 일반형을 사용한 경우에 비하여 월등히 뛰어남을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

새로운 형태인 디커플링 코어를 사용하는 변압기의 특성에 관하여 연구하였다. 분리될 수 있어야 하는 구조에 이 디커플링 코어를 사용하면 표준형 또는 일반형의 EE나 EC 코어를 사용할 경우에 비해 1 차와 2 차 권선의 결합계수가 높아져 변압기의 출력의 저감을 막을 수 있다. 100 kHz로 동작하는 ZVS dc-dc 변환기를 통하여 해석의 타당함을 확인하였고 디커플링 코어에서는 큰 공극에도 불구하고 동작 성능의 저하가 크지 않음을 확인하였다. 비교에 사용된 방법은 PCB (Printed Circuit Board) 변압기와 같이 결합계수가 작은 변압기의 성능 평가에 사용될 수 있다.

본 논문은 2000년 부경대학교 연구년 지원에 의하여 이루어졌으며 지원에 감사드립니다.

#### 부록 A. 정현파 구동시의 해

V와 I가 일정하다는 조건에서 변압기의 전력전달 능력을 평가하기 위하여 기본적인 지수  $\zeta_1, \zeta_2, \xi_1, \xi_2$ 를 구하자. I는 다음과 같이 정의된다.

$$I = \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2}{2}} \tag{1}$$

그림 4의 페이지도로부터

$$V_2 = V - jX_{Lk} I_2, \tag{A1}$$

$$I_1 = I_2 + \frac{V}{jX_{Lm}}, \tag{A2}$$

$$V_1 = V + jX_{Lk} I_1 = V \left( 1 + \frac{X_{Lk}}{X_{Lm}} \right) + jX_{Lk} I_2. \tag{A3}$$

전류와 전압의 크기는 다음과 같이 주어진다.

$$V_1 = \sqrt{\left( V \left( 1 + \frac{L_{lk}}{L_m} \right) + I_2 X_{Lk} \sin \theta \right)^2 + (I_2 X_{Lk} \cos \theta)^2}, \tag{A4}$$

$$V_2 = \sqrt{V^2 - (I_2 X_{Lk})^2}, \tag{A5}$$

$$I_1 = \sqrt{\left( \frac{V}{X_{Lm}} + I_2 \sin \theta \right)^2 + (I_2 \cos \theta)^2}, \tag{A6}$$

여기서,  $\theta = \sin^{-1} \frac{I_2 X_{Lk}}{V}$ . (A7)

식 (1)을 (A6)에 넣어 풀면  $\zeta_1$ 이 구해진다.

$$\zeta_1 = \frac{I_1}{I} = \sqrt{1 + \frac{1+2ab}{2a(a+b)}}, \tag{2}$$

식 (2)를 (1)에 넣어  $\zeta_2$ 가 구해진다.

$$\zeta_2 = \frac{I_2}{I} = \sqrt{\frac{2a^2-1}{2a(a+b)}}, \tag{3}$$

여기서,  $a = \frac{I X_{Lm}}{V}$ ,  $b = \frac{I X_{Lk}}{V}$ . (4)

식 (2)와 (3)을 (A4)에 넣어  $\xi_1$ 을 다음과 같이 구한다.

$$\xi_1 = \frac{V_1}{V} = \sqrt{\left(1 + \frac{b}{a}\right)^2 + \left(3 + \frac{2b}{a}\right)b^2}, \quad (5)$$

식 (3)을 (A5)에 넣어  $\xi_2$ 을 다음과 같이 구한다.

$$\xi_2 = \frac{V_2}{V} = \sqrt{1 - (\xi_2 b)^2}. \quad (6)$$

### 부록 B. 구형파 구동시의 해

1)  $t_0 < t < t_1$ 에서

그림 8과 16을 참조하면 변압기 2차 측은 단락되어 있다. 여자인덕턴스 양단 전압은

$$\xi_{1a} = \frac{V_a}{V} = \frac{V_{DC}}{V} = \frac{a}{2a+b} \xi_1. \quad (B1)$$

2차 전류는  $Td_d/2$  동안  $-I_o$ 에서  $+I_o$ 까지 변한다. 그 시간 간격은

$$\begin{aligned} d_a &= 2 \frac{t_1 - t_0}{T} = \frac{2I_o}{V_a} \frac{2L_k}{T} \\ &= \left(2 + \frac{b}{a}\right) \frac{2I_o}{V_{DC}} \frac{2L_k}{T} = \frac{2a+b}{a} 2\zeta_2' \frac{b}{\xi_1 \pi}, \end{aligned} \quad (B2)$$

그러므로

$$\zeta_{1-0} = \frac{I_{11} - I_{10}}{I} = 2 \frac{I_o}{I} \frac{L_m + L_k}{L_m} = 2\zeta_2' \left(1 + \frac{b}{a}\right) \quad (B3)$$

2)  $t_1 < t < t_2$ 에서

변압기 2차 측에 흐르는 전류는 정전류이므로 2차는 개방되어 있다. 여자인덕턴스 양단 전압은

$$\xi_{1b} = \frac{V_b}{V} = \frac{a}{a+b} \frac{V_{DC}}{V} = \frac{a}{a+b} \xi_1, \quad (B4)$$

$$d_b = 2 \frac{t_2 - t_1}{T} = 1 - d_a. \quad (B5)$$

동안의 전류변화는

$$\zeta_{12-1} = \frac{I_{12} - I_{11}}{I} = \frac{V_{DC}}{L_m + L_k} \frac{d_b T}{2I} = \frac{\pi \xi_1 d_b}{a+b}. \quad (B6)$$

$-I_{10}$ 는 이 구간에서 변화한 전류의 절반이므로

$$\zeta_{10} = \frac{I_{10}}{I} = -\frac{I_{11-0} + I_{12-1}}{2I} = -\frac{\zeta_{11-0} + \zeta_{12-1}}{2} \quad (B7)$$

식 (B3)과 (B8)로부터

$$\zeta_{11} = \frac{I_{11}}{I} = \frac{I_{11-0} + I_{10}}{2I} = \zeta_{11-0} + \zeta_{10}. \quad (B8)$$

$-I_{10}$ 와  $I_{12}$ 는 같으므로

$$\zeta_{12} = \frac{I_{12}}{I} = -\zeta_{10} \quad (B9)$$

그림 8을 참고하여  $I_1$ 과  $I_2$ 를 구하면

$$\zeta_2 = \frac{I_2}{I} = \sqrt{\frac{I_o^2}{3I^2} + \left(\frac{I_o}{I}\right)^2} = \sqrt{\frac{d_a}{3} + d_b} \zeta_2', \quad (B10)$$

$$\zeta_1 = \frac{I_1}{I} = \sqrt{\frac{\zeta_{10}^2 d_{a1} + \zeta_{11}^2 d_{12} + (\zeta_{11}^2 + \zeta_{11} \zeta_{12} + \zeta_{12}^2) d_b}{3}} \quad (B11)$$

여기서,  $d_{a1} = d_a \frac{-\zeta_{10}}{\zeta_{1-0}} \quad (B12)$

$$d_{a2} = d_a \frac{\zeta_{11}}{\zeta_{1-0}} \quad (B13)$$

위의 정의 하에서 식 (B11)와 식 (B15)를 만족시키는  $\xi_1$ 과  $\zeta_2'$ 을 수치적으로 구할 수 있다.

$$\sqrt{\frac{\zeta_1^2 + \zeta_2'^2}{2}} = 1 \quad (B14)$$

$$\xi_{1a} d_a + \xi_{1b} d_b = 1 \quad (B15)$$

수치적으로 구할 때에는 초기  $\xi_1$ 과  $\zeta_2'$ 을 설정한 뒤 (B1)~(B15)를 구하고, (B14)과 (B15)에서의 오차가 허용 범위 내로 들어오기까지 Newton-Raphson 방법으로 반복하여 근사해를 구한다.

### 참 고 문 헌

- [1] H. Sakamoto and K. Harada, "A Novel Circuit for Non-Contact Charging Through Electro-magnetic Coupling", *IEEE, PESC '92 record*, pp. 168~174, 1992.
- [2] H. Sakamoto and K. Harada, "A Novel Converter for Non-Contact Charging with Electromagnetic Coupling", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 29, No. 6, pp. 3228~3230, 1993.

- [3] A. Esser, "Contactless Charging Communication for Electric Vehicle," *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, pp. 1021~1028, 1993.
- [4] A. Esser and A. Nagel, "Contactless High Speed Signal Transmission Integrated In A Compact Portable Power Transformer", *EPE 1993 record*, pp. 409~414, 1993.
- [5] H. Sakamoto and K. Harada, "A Novel High Power Converter for Non-Contact Charging with Electromagnetic Coupling", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 30, No. 6, pp. 4755~4757, 1994.
- [6] H. Sakamoto, K. Harada, and K. Yamasaki, "A Novel High Power Converter for Non-Contact Charging with Magnetic Coupling", *IEEE, PESC '92 record*, pp. 461~464, 1995.
- [7] A. Esser, "Contactless Charging Communication for Electric Vehicle", *IEEE Industry Application Magazine*, pp. 4~11, 1995.
- [8] R. Ramouamer, M. Brunello, J.P. Ferrieux, O. Normand, and N. Buchheit, "A Multi-Resonant converter for Non-Contact Charging Through Electromagnetic Coupling", *IEEE, IECON '97 record*, pp. 792~797, 1997.
- [9] 전성준 외, "비접촉식 충전기 개발", 한국전기연구원 연구 보고서, 1997.
- [10] A. Esser, "A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable Telephone Battery Charger", *IEEE Intellec*, pp. 726~732, 2000.
- [11] C.G. Kim, D.H. Seo, J.S. You, J.H. Park, and B.H. Cho, "Design of a Contactless Battery Charger for Cellular Phone", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 6, pp. 1238~1247, 2001.
- [12] W.S. Lim, J.H. Noh, B.C. Choi, and T.Y. Ahn, "Low-Profile Contactless Battery Charger Using Planar Printed Circuit Board Windings as Energy Transfer Device", *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 579~584, 2002.
- [13] C.Q. Lee, S. Sooksatra, and R. Liu, "Constant Frequency Controlled Full Bridge LCC-Type Parallel Resonant Converter", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 587~593, 1991.
- [14] 김의성, 이동운, 현동석, "저 도통손실 특성을 갖는 향상된 영전압 부분 직렬 공진형 DC/DC 컨버터", 전력전자학회 논문지, 제5권, 제4호, pp. 386~393.
- [15] J.A. Sabate, V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee, and B.H. Cho, "Design Consideration for High-Voltage High Power Full Bridge Zero-Voltage Switched PWM Converter", *IEEE Applied Power Electronics*

*Conference*, pp. 275~284, 1990.

- [16] 윤장선, 김병철, 김광현, "FB ZVT PWM 컨버터의 환류 구간 손실저감을 위한 보조회로", 전력전자학회 논문지, 제5권, 제3호, pp. 209~214.
- [17] 노정욱, 한승훈, 윤명중, "축전기 구동 응용을 위한 새로운 승압형 DC/DC 컨버터", 전력전자학회 논문지, 제5권, 제1호, pp. 34~38.

## 저 자 소 개

### 전성준(田成鎭)



1957년 8월 28일생. 1980년 숭전대 전기공학과 졸업. 1982년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2001년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1982년 3월~1985년 2월 KAIST 근무. 1985년 3월~1986년 9월 KERI 근무. 1986년~현재 부경대학교

전자컴퓨터정보통신공학부 교수.

### 허 준(許 俊)



1969년생. 2001년 부경대 전자공학과 졸업. 1992년 5월~1995년 6월 동국제강 근무. 1995년 7월~1999년 3월 인텔메디칼 근무. 현재 부경대학교 전자공학과 대학원 석사과정.

### 이광운(李光雲)



1973년 12월 20일생. 1999년 2월 부경대 전자공학과 졸업, 2001년 2월 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동아일렉콤 BMP팀 연구원.

### 조규형(曹圭亨)



1953년 4월 19일생. 1975년 한양대 전자공학과 졸업. 1977년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1981년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1982년~1983년 Westing-house R&D researcher. 1984년~현재 KAIST 전기 및 전자공학과 교수.