

## 개선된 영전류 PWM 부스트 컨버터

安俊衍\*, 崔恒碩, 劉權鍾, 趙普衡

## Improved ZCS-PWM Boost Converter

J.Y. Ahn, H.S. Choi, G.J. Yu, and B.H. Cho

## 요 약

이 논문에서는 개선된 영전류 부스트 컨버터를 제안한다. 이 컨버터는 공진으로 인한 순환 전류를 보조 스위치와 인덕터를 이용해 보조 회로에만 흐르도록 하여 주스위치의 부가적인 도통 손실을 제거한다. 제한된 컨버터의 동작 모드에 대해 설명하겠다. 또한 공진 파라미터의 설계를 설명하겠다. 제안된 컨버터를 5kw, 40kHz로 제작하여 실험 결과를 토대로 확인하겠다.

## ABSTRACT

In this paper, improved ZCS-PWM boost converter is proposed. The proposed converter eliminates additional conduction loss of a main switch by flowing circulating current only through an auxiliary switch. The operation modes of proposed converter are explained. And design procedure of resonant parameters is established. Experimental results are presented to verify the theoretic analysis of the proposed converter.

**Key Words** : ZCS, boost converter, resonant, auxiliary switch

## 1. 서 론

최근 고전압 대전력 응용에서 IGBT가 power MOSFET를 대체하는 스위칭 소자로 선호되고 있다. 이는 IGBT가 소수 캐리어 소자로 도통 손실이 작고 고전압 대전력에서 가격우위를 가지기 때문이다. 하지만 턴-오프시 테일 전류로 인한 스위칭 손실 때문에 스위칭 속도에 제한을 가져온다.

IGBT의 스위칭 속도 제한 문제를 해결하기 위해 소프트 스위칭 컨버터를 적용할 수 있다. 소프트 스위칭 컨버터는 크게 영전압 스위칭(ZVS)와 영전류 스위칭

(ZCS) 방식으로 나눌 수 있다. 이러한 소프트 스위칭 방법을 적용하면 더 높은 효율과 고속의 스위칭 속도를 얻을 수 있게 된다. 이로써 방열판이나 인덕터의 크기와 무게를 감소시켜 전체 시스템의 사이즈와 무게를 줄일 수 있게 된다.

소프트 스위칭 방식 중 IGBT를 사용하는 PWM 컨버터에서는 영전류 스위칭 방식이 선호되었는데, 이는 IGBT가 턴-오프시 발생시키는 테일-전류의 스위칭 손실을 효과적으로 제거할 수 있기 때문이다. 처음 소개된 논문<sup>[1]</sup>과 이후에 나온 논문<sup>[4,6]</sup>의 영전류 스위칭 방식은 순환 전류가 주 스위치에 전류 스트레스를 증가시켜 도통 손실이 커지는 단점을 가지고 있다. 또한 free-wheeling 다이오드의 전압 스트레스를 증가시킨다. 논문<sup>[2,3]</sup>에서는 이러한 단점을 개선한 새로운 ZCS-PWM 컨버터가 제안되었다. 하지만 논문<sup>[2,3]</sup>의 컨버터에서는 두 free-wheeling 다이오드가 모두 전력 전달 패스에 있어서, 전반적인 효율을 감소시키는 문제점이

\*서울대학교 대학원 전기공학부 석사과정

E-mail : ahnex1@snu.ac.kr

접수일자 : 2002. 6. 7

1차심사 요청일 : 2002. 6.10

심사완료일 : 2002. 7.21

나타났다.

본 논문에서는 이런 문제점을 개선하기 위해 새로운 회로를 제안한다. 제안된 회로에서는 공진 커패시터의 방전 전류가 주 스위치에 유입되지 않고 보조 스위치를 통해 흐르도록 하여 논문<sup>[1,4,6]</sup>에서 보였던 주 스위치의 부가적인 전류 스트레스나 손실을 제거한다. 또한 보조 스위치도 영전류 스위칭 함으로써 보조 스위치의 스위칭 손실도 감소시킨다. 그리고 free-wheeling 다이오드가 전력 전달 패스에 하나만 있도록 하여 효율을 증가시킨다.

이 논문에서는 제안된 ZCS-PWM boost 컨버터의 동작 원리와 각 모드에서의 이론적 해석을 기술하고, 또 실제 응용을 위한 설계 순서 및 방법을 5kw, 40kHz boost converter를 통해 검증한다.

## 2. 본 론

### 2.1 개선된 영전류 PWM 부스트 컨버터

그림 1에서는 제안된 영전류 PWM boost 컨버터를 보여주고 있다. S1은 주 스위치, S2는 보조 스위치를 나타낸다. 그림 1은 논문 [3]에서 제안한 회로의 다이오드 D1, D2의 위치를 재배치하여 효율을 개선한 것을 볼 수 있다. 또한 제안된 회로는 논문 [5]의 확장된 회로로 볼 수 있다.

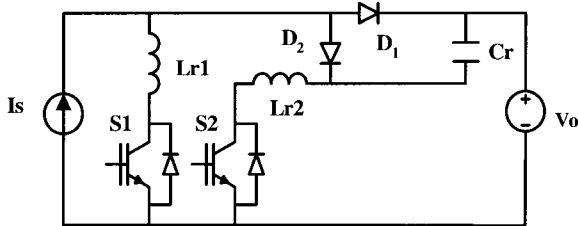


그림 1 개선된 영전류 PWM boost 컨버터  
Fig. 1 Improved ZCS-PWM boost converter

### 2.2 동작 원리 및 회로 해석

본 절에서는 그림 2, 3과 같이 동작 원리와 모드별 회로 해석을 통한 특성을 알아보겠다. 이에 앞서 다음과 같은 가정이 필요하다.

- 회로는 정상 상태에서 동작한다.
- 모든 소자는 이상적이다.
- 입력의 인덕터와 출력의 커패시터는 충분히 커서 입력단은 정전류원으로, 출력단은 정전압원으로 등가화 할 수 있다.

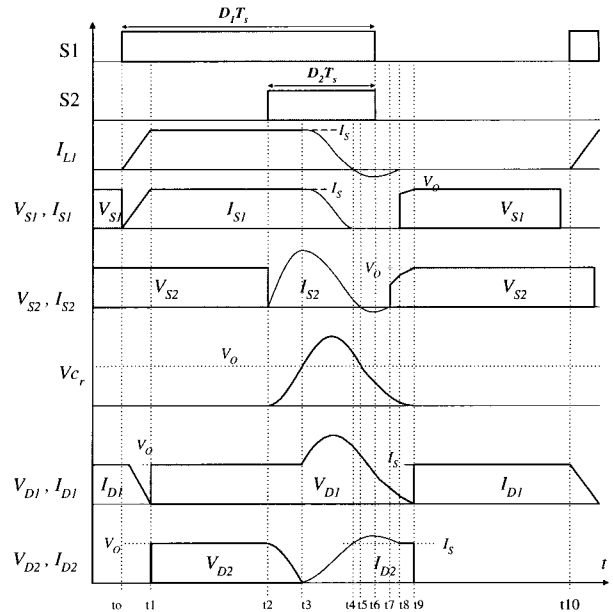


그림 2 제안된 영전류 부스트 컨버터의 파형  
Fig. 2 Waveforms of proposed ZCS boost converter

제안된 회로는 총 9개의 모드로 나눌 수 있다.

**Mode 1 (t0~t1) :** t = t0에서 주 스위치(S1)이 턴-온 되면 Is1(주 스위치의 전류)이 선형적으로 Is(입력 전류)까지 증가한다. 동시에 출력 측의 Id1(다이오드 1의 전류)은 Is에서 영으로 감소한다.

$$I_{S1} = \frac{V_{Lr1}}{L_{r1}}(t - t_0) \tag{1}$$

이때 t=t1에서 D1은 흐르는 전류가 없으므로 영전류 턴-오프 된다.

**Mode 2 (t1~t2) :** 이 구간에서 Is1은 Is가 되고 Vd1(= Vd2)(다이오드 1, 2의 전압)은 Vo(출력 전압)가 걸려 있으므로, Vc(공진 커패시터의 양단전압)은 영이 된다.

**Mode 3 (t2~t3) :** t = t2에서 보조 스위치(S2)가 턴-온 하면 그 순간 Vc(t2)가 영이고 Cr과 Lr2가 공진을 시작하게 된다. 이 모드는 t = t3에서 Vc가 Vo가 되면 끝난다. 또 Vc가 Vo가 되면 자연스럽게 Vd2는 영이 되어 D2는 영전압 턴-온 된다.

$$V_c(t) = -V_o[1 - \cos \omega_2(t-t_2)] \tag{2}$$

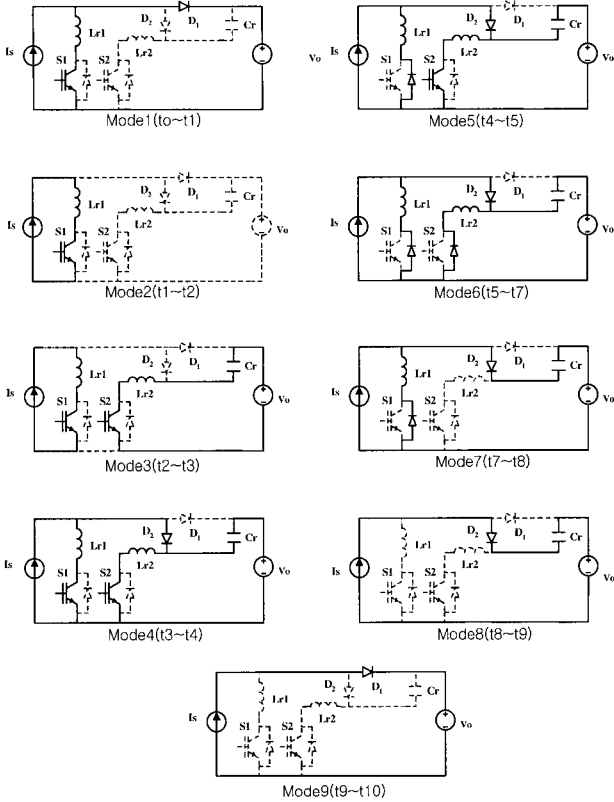


그림 3 제안된 부스트 회로의 모드별 동작 상태  
Fig. 3 Operating modes of proposed boost converter

$$I_{S2}(t) = \frac{V_o}{Z_2} \sin \omega_2(t-t_2) \quad (3)$$

여기서,  $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}C_r}}$ ,  $Z_2 = \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_r}}$

**Mode 4 (t3~t4) :** t = t3에서 D2가 턴-온 되면 Lr1과 Lr2 그리고 Cr이 공진 하게된다. 이때 Vd1 은 VCr과 같으므로 아래 식 (4) 와 같이 상승한다.

$$V_{Cr}(t) = V_o[1 + \frac{Z_{eq}}{Z_2} \sin \omega_{eq}(t-t_3)] \quad (4)$$

$$I_{S1} = I_s - \frac{L_{eq}}{L_{r1}} \frac{V_o}{Z_2} [1 - \cos \omega_{eq}(t-t_3)] \quad (5)$$

$$I_{S2} = \frac{V_o}{Z_2} - \frac{L_{eq}}{L_{r2}} \frac{V_o}{Z_2} [1 - \cos \omega_{eq}(t-t_3)] \quad (6)$$

여기서,

$$L_{eq} = L_{r1} \parallel L_{r2}, \omega_{eq} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_r}}, Z_{eq} = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}}$$

**Mode 5 (t4~t5) :** t = t4에서 Is1이 영이 되고, 전류는 S1의 역방향 다이오드를 통해 흐른다. 이때의 VCr, IS1, IS2 는 공진 상태에 있으므로 위의 식 (4), (5), (6) 에 의해 결정된다. 이 모드는 IS2가 영이 될 때 끝난다.

**Mode 6 (t5~t7) :** t = t5에서 IS2가 영이 되고 전류는 S2의 역방향 다이오드를 통해 흐른다. t = t6에서 ILr1, ILr2 가 최소값에 도달하며, 이때 S1, S2를 동시에 턴-오프 하여 영전류 스위칭을 하게 된다.

**Mode 7 (t7~t8) :** t = t7에서 ILr2가 영이 되면 Lr1과 Cr 이 공진을 하며 ILr1(t), VCr(t) 의 방정식을 바꿔게 된다. 이 모드는 ILr2가 영이 되면 끝난다. 여기서 ILr1, ILr2 중 어느 쪽이 먼저 영이 되느냐는 인덕턴스 값에 따라 다르며, 공진에는 변화가 없다. 단, 순환 전류를 위해 최소로 할 필요가 있으며 이는 2.2절에서 다루겠다.

**Mode 8 (t8~t9) :** t = t8에서 ILr1가 영이 되고 이때 VCr(t) 은 다음과 같다.

$$V_{Cr}(t) = -\frac{I_s}{C_r}(t-t_8) + V_{Cr}(t_8) \quad (7)$$

**Mode 9 (t9~t10) :** t = t9에서 VCr이 영이 되면 Vd1도 영이 되어 D1은 턴-온 된다. 이때 D1은 영전압 턴-온하고 D2는 이때 턴-오프 하게 된다.

### 2.3 설계 순서와 방법

아래와 같이 Lr와 Co는 리플을 작게 하기 위해 충분히 크게 설정한다. 시스템 설계 사양은 태양광 발전시스템용 DC/DC 컨버터의 사양이다.

표 1 시스템 설계 사양  
Table 1 Design specification of system

설계 사양	정 격
출력 전력	5[kw]
스위칭 주파수	40[kHz]
입력 전압	300[v]
출력 전압	400[v]

표 2 주 파라미터  
Table 2 Main parameters

설계 파라미터	값
$L_f$	700[uH]
duty	0.25
$C_o$	2200[uF]

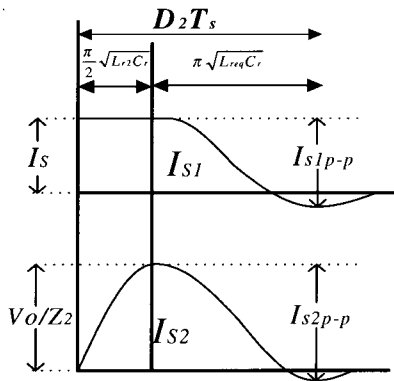


그림 4 공진 파라미터의 설계  
Fig. 4 Design of resonant parameters

공진 파라미터의 설계는 그림 4에서와 같이 공진시의  $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$ 의 전류 파형에서 결정할 수 있다.

- 공진 파라미터의 결정은 위의 식 (4), (5), (6)에서  $I_{s1p-p} > I_{sp}$ ,  $I_{s2p-p} > \frac{V_o}{Z_2}$  의해 결정된다.

$$\frac{2V_o L_{r2}}{Z_2 I_{sp} (L_{r1} + L_{r2})} > 1 \quad (8)$$

$$\frac{2L_{r1}}{L_{r1} + L_{r2}} > 1 \quad (9)$$

여기에, S2의 온-타임을 고려하면

$$\begin{aligned} D_2 T_s &= \text{Mode3}(\Delta) + \text{Mode4}(\Delta) \\ &= \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{r2} C_r} + \pi \sqrt{L_{eq} C_r} \end{aligned} \quad (10)$$

위의 (8)와 (9)에서  $Z_2 < \frac{V_o}{I_{sp}}$  ( $\approx 20$ )의 결과를 얻을 수 있다. 또  $|I_{s2p}| = \frac{V_o}{Z_2}$  이므로  $L_{r2}$ 의 공진 전류를 최소화하기 위해  $Z_2$ 를 13 정도로 하면  $|I_{s2p}| = 30.7$  [A] 피크 전류의 제한을 두고 설계할 수 있다.

그 결과 얻은 값은 아래와 같다.

표 3 공진 파라미터(단,  $D_2 T_s = 2.5$  [usec])  
Table 3 Resonant parameters

공진 파라미터	값
$L_{r1}$	11.5[uH]
$L_{r2}$	9.6[uH]
$C_r$	43[nF]

- 소자의 정격을 결정 : 스위치의 정격은 전압의 경우는 피크값으로 전류는 평균값으로 계산하여 결정한다. D1(출력측 다이오드)의 경우, Mode4 이후  $V_{d1}$ 은  $V_{cr}(t)$ 과 같으므로 정격값이 출력의 1.8배 정도에 이른다. 따라서  $C_r$ 의 정격이 700V 이상이다.

표 4 스위치 및 다이오드 소자  
Table 4 Switch and diode devices

소자	명칭
S1	IXYS IXSN52N60U1
S2	FAIRCHILD SGL50N60RUF
D1, D2	DSEI 2X61-100 935A

- 스위치 전압의 클램핑 : 논문 [4]에서 언급했듯이, 공진 회로에서의 문제점은  $L_r$ 과  $C_r$ 의 공진으로 인해 스위치 전압이 공진을 한다는 점이다. 따라서 이를 적절히 제거할 필요가 있다. 이를 위해 클램프 회로를 각각 S1, S2와 출력단 사이에 추가시킴으로써 스위치의 오버슈트 전압을 출력 전압으로 고정시키게 된다. 그림 5는 실험을 위한 설계 회로다.

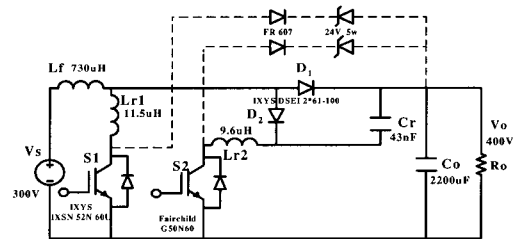


그림 5 실험을 위해 설계된 회로  
Fig. 5 Designed circuit for experimentation

- 제안된 회로의 응용 : 제안된 회로는 그림 6과 같이 태양광 발전 시스템에 이용될 수 있으며, 실험에 사용한 시스템 역시 이 응용의 제원에 맞게 제작되었다.

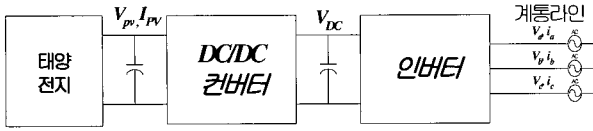


그림 6 계통 연계형 태양광 발전 시스템  
Fig. 6 Grid connected PV generation system

2.4 실험 결과

5kw 영전류 PWM 부스트 컨버터의 실험 파형을 아래에 나타냈다. 그림 7는 주 스위치(S1)의 전압, 전류 파형이고, 그림 8은 보조 스위치(S2)의 전압, 전류 파형이다. 또 그림 9은 다이오드(D1)의 전압, 전류 파형이며, 그림 10은 다이오드(D2)의 전압, 전류 파형이다. 각각의 파형에서 주 스위치와 보조 스위치는 영전류 스위칭을 하고 있음을 볼 수 있다. 또 다이오드 D1, D2 역시 턴-온, 턴-오프 손실이 많이 감소됨을 알 수 있다. 제안된 회로의 총 효율은 약 97.5[%] 이다.

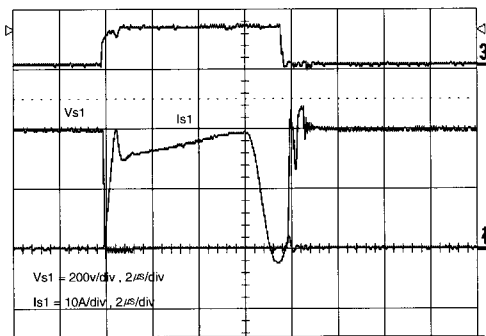


그림 7 주 스위치의 전압(\$V\_{s1}\$), 전류(\$I\_{s1}\$) 파형  
Fig. 7 Voltage and current waveform of main switch

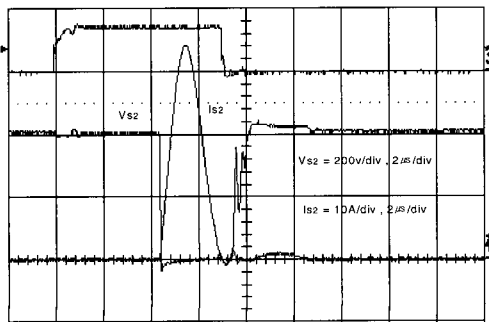


그림 8 보조 스위치의 전압(\$V\_{s2}\$), 전류(\$I\_{s2}\$) 파형  
Fig. 8 Voltage and current waveform of auxiliary switch

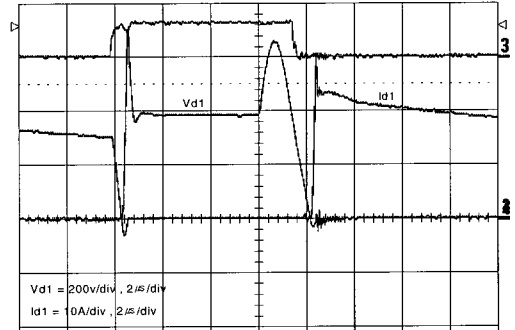


그림 9 다이오드(D1)의 전압(\$V\_{d1}\$), 전류(\$I\_{d1}\$) 파형  
Fig. 9 Voltage and current of diode 1

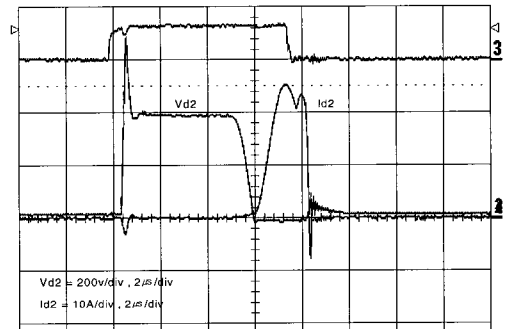


그림 10 다이오드(D2)의 전압(\$V\_{d2}\$), 전류(\$I\_{d2}\$) 파형  
Fig. 10 Voltage and current waveform of diode 2

3. 결론

본 논문에서 제안된 ZCS-PWM boost 컨버터는 공진 커패시터의 방전 전류를 보조 스위치로만 흐르도록 하여 주 스위치의 부가적인 전류 스트레스와 손실을 제거하였고 공진 파라미터 설계를 통해 순환 전류를 최소화하도록 하였다. 또한 주 스위치뿐만 아니라 보조 스위치도 영전류 스위칭 함으로써 스위칭 손실을 감소시켰다. 또한 출력측 다이오드의 부가적인 전압 스트레스 감소를 확인했다. 제안된 회로를 검증하기 위해 5kw 40kHz boost 컨버터를 제작하였다.

이 논문은 한국에너지기술연구원의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

[1] I. Barbi, J.C. Bolacell, D.C. Martins, and F.B. Libano,

"Buck quasi-resonant converter operation at constant frequency : Analysis, design and experimentation", in IEEE Power Electronics Specialist Conference Rec., pp. 873~880, 1989.

- [2] C.A. Canesin, C.M.C. Duarte, and I. Barbi, "A new family of pulse-width-modulated zero-current-switching ac/dc converter", in IEEJ IPEC Rec., pp. 1379~1384, 1995.
- [3] C.A. Canesin and I. Barbi, "Novel Zero-Current-switching PWM converter", IEEE transaction on Industrial Electronics, vol. 44, pp. 372~381, Jun. 1997.
- [4] K. Wang, G. Hua, and F.C. Lee, "Analysis, design and ZCS-PWM Boost converters", IEEJ International Power Electronics Conference, pp. 1202~1207, 1995.
- [5] H.S. Choi and B.H. Cho, "Zero Current Switching (ZCS) PWM switch Cell Minimizing Additional Conduction Loss", KIPE Power Electronics Autumn Conference, pp. 159~162, 2000.
- [6] G. Hua, X. Yang, Y. Jiang, and F.C. Lee, "Novel zero-current-transition PWM converter", IEEE Power Electronics Specialist Conf. Rec., pp. 538~544, 1993.



**최항식(崔恒碩)**

1970년생. 1997년 서울대 전기공학부 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



**유권종(劉權鍾)**

1954년 8월 5일생. 1982년 조선대 전기공학과 졸업. 1985년 일본 KOBE대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1989년~1990년 일본 Fuji전기(주) 종합연구소 주임연구원. 1997년 일본 전력중앙연구소 객원연구원. 1998년 태양에너지학회 학술상 수상. 1990년~현재 한국에너지기술연구원 태양광발전팀장. 당 학회 편집이사.

저 자 소 개



**안준연(安俊衍)**

1976년 11월 24일생. 2002년 숭실대 전기공학과 졸업. 현재 서울대 전기공학부 대학원 석사과정.



**조보형(趙普衡)**

1952년 2월 11일생. Cal Tech(학사, 석사). Virginia Tech(박사). 1980년~1982년 TRW 항공우주 연구소. 1985년~1989년 Virginia Tech 조교수. 1989년~1995년 Virginia Tech 부교수. 1995년~현재 서울대 전기공학부 교수. 당 학회 감사.