

퍼지제어기를 이용한 PFM 방식과 PWM 방식의 고주파 유도가열기 설계

High-Frequency Induction Heating System Design of a PFM and PWM method using Fuzzy Control

장 종 승 · 설 재 훈 · 박 종 오 · 임 영 도

Jong-seung Jang, Jae-hoon Sul, Jong-oh Park, and Young-do Lim,
동아대학교 전자공학과

요 약

본 논문은 퍼지를 이용한 디지털식 제어기를 고주파 유도 가열기의 전력 조절을 위해 IGBT를 사용한 위상 전이(Phase-Shift) 펄스폭 변조(PWM)와 펄스 주파수 변조(PFM)가 조절되는 공진 고주파 인버터를 응용한 유도가열기를 설명한다. 이는 실제로 산업 현장에서 20kHz~500kHz 유도 가열 및 유도 용해 전원 장치용으로 쓰인다. 위상 전이(Phase-Shift) PWM 정전력 조절 기술을 바탕으로 한 적응 주파수 추종 기법은 스위칭 손실을 최소화하고 전력조절을 용이하게 하기위해 소개 되어졌다. IGBT를 사용하여 실험적으로 만들어진 실험장치는 성공적으로 논증과 토의가 되어졌다.

ABSTRACT

This paper describes a phase-shift pulse-width modulation and pulse-frequency modulation series resonant high-frequency inverter using IGBT for the power control of high-frequency induction heating using fuzzy, which is practically applied for 20 kHz ~ 500 kHz induction-heating and melting power supply in industrial fields. The adaptive frequency tracking based phase-shifting PWM regulation scheme is presented in order to minimize switching losses. The trially-produced breadboards using IGBT are succesfully demonstrated and discussed.

1. 서 론

유도가열 장치의 응용 분야에는 최근에 와서 생산설비의 합리화, 품질향상의 필요성, 전력의 절감을 위해 전자, 가전, 정밀기계, 금속, 자동차 공업등 여러분야에 이용되고있다. 최근에는 SI-TR(SIT), SI-Thyrister, IGBT, 쌍극성 MOSFET등 새로운 고속 대전력 반도체 전력 소자들의 개발에 의해 가능한 고주파 스위칭 범위가 20kHz ~ 수백kHz인 공진형 전력 인버터와 컨버터의 설계가 가능해졌다.[2]

본 논문에서는 퍼지제어기를 이용한 디지털식 제어기를 사용하여 유도 가열기의 시변부하에 대한 전력 조절을위해 IGBT를 사용한 위상 전이(Phase- Shift) 펄스폭 변조(PWM)와 펄스 주파수 변조(PFM)가

조절되는 공진 고주파 인버터를 설명한다. 인버터란 DC 전원을 교류전원으로 변환하는 회로로써, 대전력을 얻기에는 가장 적합한 Full Bridge인버터를 이용한다. 인버터 방식은 부하 정합(Matching)에 따라 직류전원이 전압원인 직렬공진 방식과 전류원인 병렬공진 방식으로 구분된다. 본 실험은 부하를 직렬공진으로 하는 전압원 인버터 방식으로 설계한다. 따라서 고주파 공진 전압공급형 인버터는 Full-bridge 직렬공진 인버터의 주파수 추종형으로서 위상전이 펄스폭변조(PWM) 정전력 조절 기술을 바탕으로한 적응주파수 추종기법으로 스위칭 손실을 최소화하고 전력 조절을 용이하게 하기 위하여 설계할것으로 실제적으로 실험 되어지고 논증되어졌다.[3][7]

본 논문에서는 철과 같은 금속 물체에 있어서 일정한 어느 온도 이상으로 올라갈 때 인버터의 부하 임피던스가 급격하게 변화하여 부하의 공진 주파수가 달라지게 될 때 부하의 공진 주파수를 추종하면서 전력 조절을 행할 수 있는 인버터를 설계함으로써 보다 효과적이고 능률적인 유도를 행할 수 있도록 하였다.

2. 본 론

2.1 시변부하에 대한 PFM제어

부하공진 출력 주파수 변조(FM)제어는 공진 전력 인버터와 컨버터의 조절을 위한 일반적인 방법이다. 일반적으로 비철금속이 아닌 철과같은 금속의 경우에 있어서 고주파 가열을 행할 때 큐리점(currie point)부근의 온도에서는 시간에 따라 부하의 임피던스가 급격하게 변함에 따라 부하 공진 주파수 또한 달라지게 된다. 따라서, 부하의 공진 주파수를 추종하기 위해 PFM제어 방식을 채택하였다. PFM을 위한 방법중 가장 보편적이고 효과적인 방식인 PLL을 이용하여 부하공진 주파수를 추종하도록 하였다.

PLL(Phase Locked Loop)은 두신호의 위상을 동기시킴으로써 주파수를 추종하기위한 방식으로 위상비교회로(PD), 저역필터회로(LPF), 전압제어발진기(VCO)로 구성된다. PLL의 기본구성도는 아래 그림 1과 같다.[6]

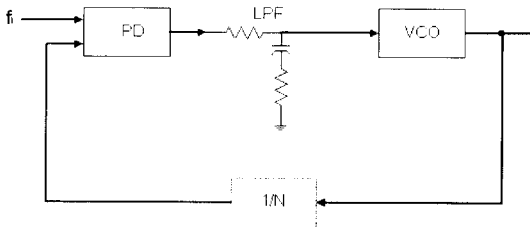
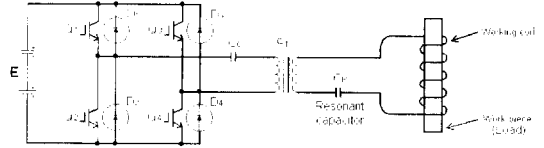


그림 1 PLL의 기본 구성도

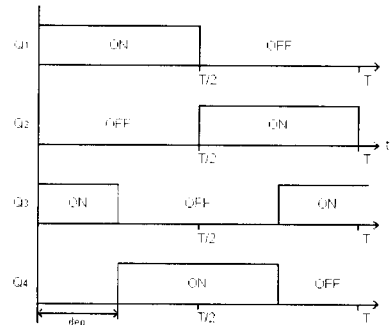
2.2 정출력을 위한 PWM제어

기존의 PFM방식만을 사용하는 경우에 있어서는 시변 부하인 금속 물체가 가열되어짐에 따라 부하 임피던스가 변화되면서 부하에 과도한 전류가 흘러 규정 부하 전력조절을 할수없다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 극복하기위한 방법으로서 PLL에

의한 부하공진주파수를 추종하면서 출력전력 조절을 위해 그림2의 (a)에서와 같이 IGBT스위칭 소자를 사용한 전압 공급형 Full-bridge식 직렬 공진 인버터를 그림(b)와 같이 위상전이 PWM제어를 하였다.



(a)Full-Brige inverter and load circuit



(b)PWM switching signal pattern

그림 2 전압 공급형 직렬공진 PWM제어원리

그림(a)의 $Q_1 \sim Q_4$ 는 인버터의 스위칭 소자인 IGBT이다. Q_1 / Q_2 는 인버터 왼편가지 스위치이고, Q_3 / Q_4 는 오른편가지 스위치이다. 인버터 양가지 사이에 위상전이(Phase-shift)PWM 제어 방식에 있어서 IGBT는 원하는 출력 전력을 얻기 위하여 가변 PWM 듀티(duty)요소들로 강제적으로 ON/OFF 된다. 만일 같은 동일한 전류가 LC공진 소자에 흐른다면 그것은 교번적인 방법으로 주스위치 ($Q_1 \sim Q_2$)를 통해 흐르게 된다. 그러므로 Q_1 / Q_2 와 Q_3 / Q_4 스위칭 패턴은 약간의 블랭킹 시간(dead time)이 있는 듀티비가 50%인 PWM파형의 위상차(Phase Difference)를 발생시켜 부하 전력 조절을 행할 수 있게 하였다.[1][2]

그림 2의 (b)에서와 같이 인버터의 Q_1 과 Q_3 간

의 on duty가 최대로 겹쳐질 때, 즉 위상차가 0°일 때 최대 전력이 부하에 전달되고, 인버터의 오른편 가지의 PWM 파형의 위상을 우측으로 최대 180° 이동시키면 Q₁ 과 Q₂의 ON duty가 겹쳐지지 않으므로 최소전력이 부하에 전달된다.

2.3 퍼지를 이용한 디지털식 PWM제어

정전력 제어를 위한 제어기로써 본 논문에서는 경험자의 지식을 바탕으로 설계가 간단한 퍼지제어기를 사용하였다.

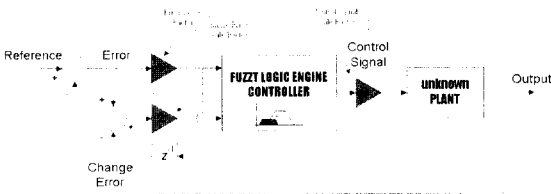


그림 3. 퍼지제어기의 구성

퍼지 제어기의 구성은 입력변수를 받아 퍼지화하는 입력부분과 규칙을 추론하는 제어기 부분, 추론된 값을 비퍼지화하는 출력부분으로 구성된다. 그림 3에 퍼지 제어기의 일반적인 구성도를 나타내었다. 퍼지 제어기의 입력은 변환되는 출력과 기준입력과 오차(e : error) 와 오차의 변화량(ce : change in error)으로 나타내고

$$e(n) = r(n) - y(n)$$

$$ce(n) = e(n) - e(n-1)$$

여기서, y : 프로세서 출력, r : 기준 입력

e : 현재의 오차, ce : 오차의 변화량

그림 4는 오차와 오차의 변화량을 사용하여 퍼지 제어기의 소속함수 형태를 나타내었다.

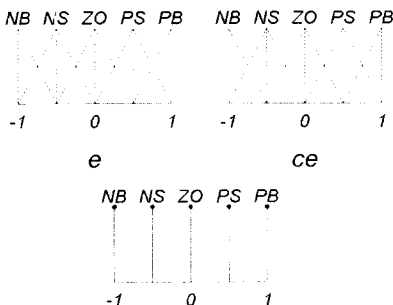


그림 4. 퍼지제어기의 소속함수 형태

그리고 퍼지규칙은 표 1과 같이 설계하였다. 퍼지추론 방법은 MAX-MIN연산을 통해 구해내고, 싱글톤의 비퍼지화 방법을 이용하여 제어신호를 구해내었다.[4][5]

표 1. 퍼지제어기의 규칙표

e \ ce	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	ZO
NS	NB	NS	NS	ZO	PS
ZO	NB	NS	ZO	PS	PB
PS	NS	ZO	PS	PS	PB
PB	ZO	PS	PB	PB	PB

2.4 고주파 유도가열 시스템구성

그림 5는 유도가열기의 전체구성도이다. 유도가열의 입력전원은 3상 교류전원을 정류한 초오크 입력형 여파기를 사용하여 직류로 만들어 인버터의 주전원으로 인가하였다. 전압공급형 Full-Bridge 인버터는 스위칭 소자인 IGBT를 이용하여 구성하고, 인버터의 출력을 변압기를 사용하여 부하 공진회로에 인가하였다. L-C직렬 공진부하는 2차측에 접속되어 고주파 전력을 공급받아 금속물체를 유도가열 시킨다. 부하 공진주파수 추종을 위해 공진 커패시턴스(CR) 양단으로부터 주파수를 검

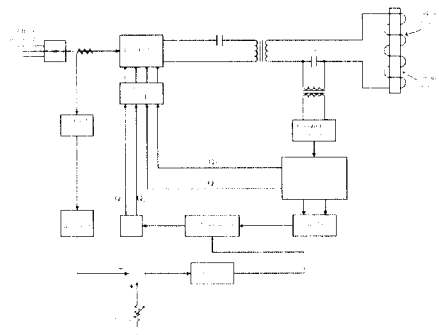


그림 5. 유도가열기의 전체구성도

출하고 이를 피형정형하여 PLL의 위상검파(PD)회로의 입력에 인가한다.

PLL은 검출된 부하 공진주파수와 VCO에서 출력된 출력 주파수와 위상을 일치시켜 항상 부하 공진주파수를 추종하도록 한다. 그리고 PLL의 출력은 인버터의 왼편까지 PWM 도통신호로 사용되고, 인버터의 오른편까지의 PWM 도통신호를 만들기 위해 PLL에서 VCO의 발진 캐패시터 양단 전압을 가산기(ADD)를 이용하여 삼각파를 얻었다. 제어신호와 삼각파를 비교회로로 사용하여 PWM 파를 생성시키고, 이 PWM주파수는 2배의 공진주파수이므로 2분주하여 IGBT DRIVE회로에 인가하였다. IGBT DRIVE회로는 인버터의 스위칭 소자인 IGBT를 구동하기 위한 것으로써 IGBT의 Gating 신호를 만든다.

가열기의 출력 전력조절을 위해서 Fuzzy알고리즘을 이용한 디지털제어기를 사용하여 제어신호(u)를 만든다.

$$u = u + \Delta u \quad (1)$$

부하전류는 인버터의 입력단 직류전류와 거의 같으므로 홀센서를 사용하여 현재의 부하전류에 비례하는 전압을 얻고 이 전압은 설정치와 비교하여 u인 에러신호를 제어기에 인가하여 부하전력 조절을 하였다.

금속물체의 가열이 서서히 이루어지므로 Fuzzy 제어기는 여러 종류의 부하에 대하여도 부하의 전력조절이 안정적이고 외란에 강인함을 보였다.

근사적인 출력 각주파수는 식(2)와 같고

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{RC \tan \frac{\phi}{2} + \sqrt{R^2 C^2 \tan^2 \frac{\phi}{2} + 4LC}}{2LC} \quad (2)$$

RLC 회로의 임피던스는 식(3)과 같으며

$$z = \sqrt{R^2 + \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 LC} \right)^2} = \frac{R}{\cos \frac{\phi}{2}} \quad (3)$$

교류 기본과 RMS 전압은 식(4)와 같다.

$$E_{ms} = E \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cos \frac{\phi}{2} \quad (4)$$

그리고 전압과 전류의 위상차에 의한 이론적 인버터 출력 전력은 식(5)와 같다.

$$P = \frac{E^2}{R} \cdot \frac{8}{\pi^2} \cos^4 \frac{\phi}{2} \quad (5)$$

실제의 출력주파수는 금속의 초기 가열시 열저항에 따른 부하 공진주파수가 일시적으로 감소되다가 큐리점 부근의 온도에 도달하게 되면 급격히 상승한 다음 일정해진다.

3. 실험결과 및 고찰

아래 그림 6은 Reference를 일정하게 인가하였을때의 여러 파형을 나타내었다. 그림 6의 주파수 곡선은 부하공진주파수의 변화추이를 나타낸 것으로 수평축이 시간축이며 수직축은 주파수 크기이다. 수평축눈금 0~320구간에서는 부하공진주파수가 서서히 감소하고 있음을 알 수 있다. 이것은 철의 초기가열시의 열저항에 의한 유도성 임피던스가 증가 한 것이다. 그리고 수평축눈금 320~370구간에서는 부하공진주파수가 급격하게 증가하였는데, 이것은 철의 큐리점 온도 영역으로써 철이 비철로 전이되는 과정이다. 이 과정에서 부하공진주파수 추종과 전력조절을 동시에 행하지 않게 되면 부하회로가 과부하로 파손되거나 금속을 제대로 가열할 수 없게된다. 370구간 이후로는 동이나 비철 금속의 성질을 갖게되어 부하공진주파수의 변화가 없으며 그림6의 세 번째 그림과 같이 제어출력이 3V와 4V구간에서 조절됨을 알 수 있다.

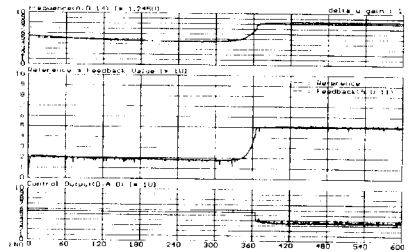


그림 6. 설정치, 궤환신호, 제어신호 및 부하 공진주파수 파형

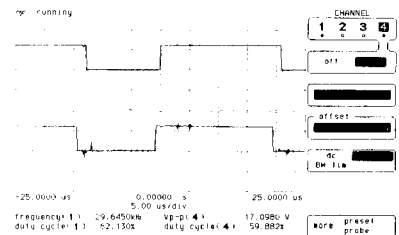
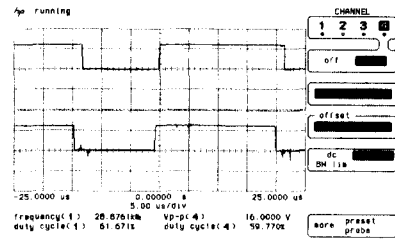


그림 7. 초기가열시의 인버터 스위칭 신호

그림 7은 초기가열시의 인버터의 스위칭 신호로서 부하공진주파수는 대략 29kHz이다. 그림 7에서 위의 파형은 인버터의 왼쪽가지 입력신호이며 아래 파형은 오른쪽가지 입력신호이다. 하드웨어 구성상 오픈 컬렉터로 구성하였으므로 이 두 신호의 LOW구간이 많이 겹쳐질수록 부하에 최대 전력이 전달된다.



(a) 초기 가열시의 인버터 스위칭 신호

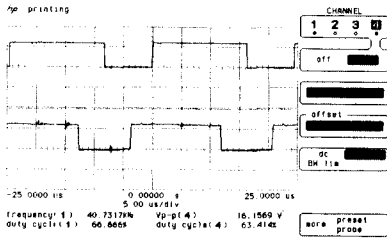
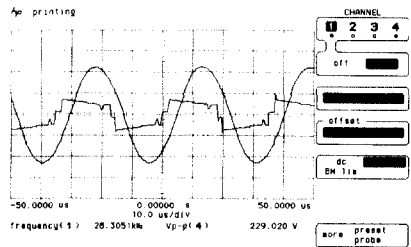


그림 8. 큐리점 온도를 지난후의 인버터 스위칭 신호

그림 8은 큐리점 온도를 지난 후의 인버터의 스위칭 신호로서 부하공진주파수가 대략 40kHz이다. 두 신호의 LOW구간의 겹친 부분이 초기 가열시보다 적음을 알 수 있다.



(b) 초기 가열시부하의 전류, 전압 파형

그림 10. 초기가열시의 출력파형

위상차가 거의 0°로서 최대 전력을 부하에 흘릴 수 있으나 실제로는 초기가열에 의한 부하임피던스와 일치하는 전력이 전달될 뿐이다. 그림 10의 (b)파형에서 구형파는 전압이며 정현파는 전류이다. 아래 그림 11의 (a) 파형은 큐리점을 지난 직후의 인버터의 switching diagram으로 Q_1 과 Q_2 의 위상차가 대략 45°일 때이다. 그림 11의 (b) 파형은 설정치 변경후의 부하전압과 전류파형으로 크기가 그림 10의 (b)와 비교할 때 전류파형은 작고 전압파형의 high부분 또한 작음을 알 수 있는데 이는 출력 전력 조절이 잘 행하여지고 있음을 알 수 있다.

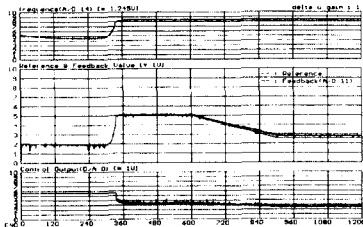
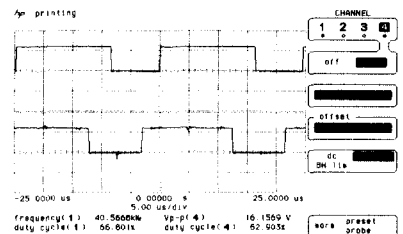


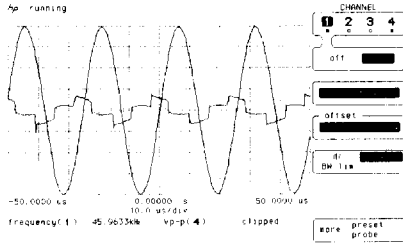
그림 9. 설정치 가변시 설정치, 궤환신호, 제어신호 및 부하 공진주파수 파형

그림 9은 계단형 Reference을 인가하여 출력 전력조절 및 부하공진주파수 추종이 행하여지고 있음을 보였다. 그림 8의 Reference & Feedback Value 출력파형은 수평눈금 600에서부터 서서히 감소하여 수평눈금 880에서부터 일정하게 유지하도록 한 것이다. 다시말해서, 전압 5V에서 2.5V로 가변시 적용 정전력 제어가 되도록 실험을 하였으나 약간의 오차는 생겼지만 안정된 동작을 하였다.

그림 10의 (a) 파형은 인버터의 switching diagram으로 초기가열시의 위상전이도를 보인 것으로 Q_1 과 Q_2 의 off duty가 최대로 겹쳐진 것으로

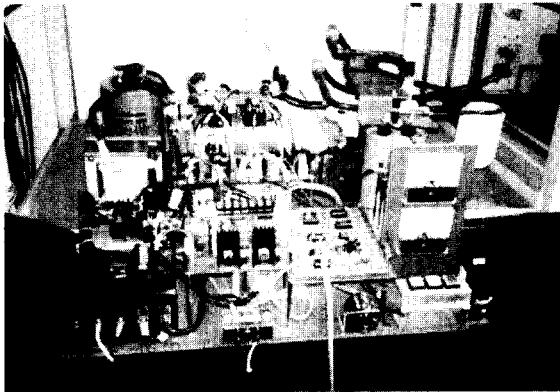


(a) 큐리점을 지난후의 인버터 스위칭 신호



(b) 큐리점을 지난후 부하의 전류, 전압 파형
그림 11. 큐리점을 지난후의 출력파형

아래 그림 13은 유도가열기 실험장치이다.



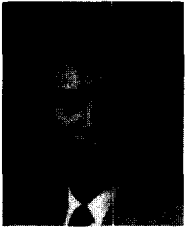
4. 결 론

본 논문에서는 인버터의 스위칭 손실을 줄이고, 시변부하에 대한 유도가열시 큐리점 부근의 급격한 부하 임피던스 변화에도 안정된 정전력 제어가 가능한 유도가열장치를 설계하였다. 시험적으로 제작된 고주파 가열장치는 시변부하에 대한 좋은 정전력 제어를 수행하였고, 스위칭에 따른 잡음 및 부하 외란에도 안정된 동작을 하였다.

그러나 실험적으로 제작된 것으로서 전력조절범위를 $0^{\circ} \sim 180^{\circ}$ 범위까지의 폭넓은 가변과 인버터의 스위칭 신호의 duty비를 동일하게 하기 위한 다소의 보완이 필요하며, 향후 연구과제로는 Neuro-Fuzzy 제어를 이용한 적응 정전력 제어가 가능하도록 하고 보다 정밀한 전력제어가 되도록 하는 것이다.

참고문헌

- [1] R. L. Steigerwald, "High Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. IE-31, No. 2, p.181, May, 1984.
- [2] M. Nakaoka, T. Maruhashi, "A Phase-Difference Angle Control Mode PWM High-Frequency Resonant Inverters Using Static Induction Transistors and Thyristers", IEEE PESC '87 Record, p.674, June, 1987.
- [3] H. Akagi, T. Sawae, A. Nabae, "130 kHz 7.5 kW Current Source Inverters Using Static Induction Transistors for Induction Heating", IEEE Trans. on PE, Vol. 3 No. 3, p.303, July, 1988.
- [4] 장종승, 강신출, 임영도, "퍼지 뉴럴 네트워크를 이용한 고주파 유도부하의 온도제어기 구성", 동아대학교 부설 한국정보통신연구소 논문집, 제4권, p.243~248
- [5] 채석, 오영석, "퍼지 이론과 제어", 청문각 출판사, 1995.
- [6] 편집부, "PLL(위상동기루프) 응용회로", 세운출판사, 1993.
- [7] B.R. Pelly, "LATEST DEVELOPMENTS IN STATIC HIGH FREQUENCY POWER SOURCES FOR INDUCTION HEATING", IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum, Vol. IECI-17 NO.4, p.297~312, June, 1970.



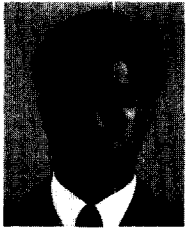
임 영 도 (Young-Do Lim)

1973년: 동아대학교 전자공학과 졸업
1978년: 동아대학교 대학원 전자공학과
졸업(석사)
1993년: 동아대학교 대학원 전자공학과
졸업(박사)
1991년~현재: 동아대학교 대학원 전자
공학과 교수



장 종 승 (Jong-Seung Jang)

1992년: 동아대학교 전자공학과 졸업
1994년: 동아대학교 대학원 전자공학과
졸업(석사)
1994년~현재: 동아대학교 대학원 전자
공학과 박사과정



설 재 훈 (Jae-Hoon Sul)

1994년: 동아대학교 전자공학과 졸업
1996년: 동아대학교 대학원 전자공학과
졸업(석사)
1996년~현재: 동아대학교 대학원 전자
공학과 박사과정



박 종 오 (Jong-Oh Park)

1989년: 동아대학교 전자공학과 졸업
1998년: 동아대학교 대학원 전자공학과
졸업(석사)
1998년~현재: 동아대학교 대학원 전자
공학과 박사과정