

## 유도가열기용 직·병렬 공진 고주파 인버터의 설계

(Design of High Frequency Inverter with Series-parallel Load-Resonant for Induction Heating Application)

홍순일<sup>\*</sup> · 손익식<sup>\*\*</sup>

(Soon-Il Hong · Ei-Sig Son)

### Abstract

In induction heating system the high frequency operation allows a rapid response to current fluctuation in the inverter and result in improved welding quality. To work induction heating of nonferrous metals, a welding power supply is need high working frequency and high power. This paper is shown design technique for increasing working frequency in induction heating for welding coppers. A series-parallel resonate inverter consists of H-type bridges, each of whose arms is composed of a combination of two parallel IGBTs. Inverter operating with the fixed frequency is controlled by pulse width modulation (PWM). As switching adapted the Zero-Voltage Switching technique to reduce switching losses the system is high efficiency. The proposed inverter has feature which is high efficiency for very wide load variations with a narrow range of duty cycle ratio control and load short circuit capability. Detailed experimental results obtained from a 48[V] output, 500[W] experimental inverter are presented to verify the concept.

Key Words : Induction heating system, Series parallel resonant, H-type bridges.

### 1. 서 론

유도가열 시스템은 고효율, 자동화, 에너지 절약, 온도제어 등을 하기 때문에 작업환경의 개선 등 많은 이점이 있어 널리 이용되고 있다. 피 가열물의 재질, 모양, 가열온도, 온도 분포 등의 가열조건이나 가열 능력에 따라 여러 종류의 주파수 및 출력 전력이 요구된다. 이것에 따라 임의의 주파수와 전력이 얻어지는 반도체 소자를 이용한 고주파 인버터가 필요하다. 가열온도의 다양화에 따라 고주파 대 전력의

전원장치의 수요가 급증하고 있다. 최근 고 내압, 대전류화가 쉬운 바이폴라 트랜지스터와 낮은 제어전력, 고속 스위칭 동작이 가능한 IGBT가 고주파 대용량 소자로 개발됨에 따라 유도가열 전원장치의 인버터 스위치 소자로 사용되고 있다. 고주파 유도가열기의 인버터 분야는 다양한 변환기술이 채택되고 있고 PWM (Pulse Width Modulation) 뿐만 아니라 공진 기술 원리도 오랜 시간 동안 연구되고 발전되어 왔다 [1]-[5]. 연구 목표는 변압기 코일단 처리용 Cu 합금의 용해 주조 및 비철금속 파이프 용접을 하기 위한 고주파 유도가열 장치를 개발하는 것이고 IGBT를 이용한 전압형 인버터 직·병렬 공진회로 방식의 H형 브리지 회로로 구성한다.

\* 성희원 부경대학 전기·제어계측 공학부 교수

\*\* 정희원 부경대학 전기공학과 박사과정

접수일자 : 2000년 7월 24일

반도체 스위치에 의한 공진 전원회로는 브리지 형태로 거의 유사하게 되어 있고 그 동작은 각 압의 스위칭 소자(IGBT) 2개가 동시에 ON, OFF한다. 따라서 각 압의 스위칭 소자는 항상 1/2주기씩 반복 동작하므로 스위칭 소자가 OFF되는 시간이 짧고 ON, OFF의 주기가 짧기 때문에 주파수 특성이 매우 불리하고 고주파화가 어렵다. 본 연구의 목적은 브리지회로의 개선에 의해 작업 주파수를 증가시키는 것이다.

본 연구에서는 고주파 유도가열 장치의 전원에 사용할 직·병렬 공진 인버터의 설계 기술을 나타낸다. 유도가열 시스템의 인버터는 각 압당 IGBT가 2병렬 1직렬로 조합하여 2중 H형 브리지 회로로 구성하고 8개의 IGBT중 각 압당 2개씩 순차제어를 하는 방법을 취한다. 압의 스위칭 소자가 항상 1/4주기씩 반복 동작되도록 회로와 제어 알고리즘을 구성함으로써 소자의 한계주파수 특성보다 2배 이상의 주파수 발생이 가능하다. 고주파 유도가열 시스템을 수학적으로 모델링하고 해석하였으며 해석에 얻은 AC 등가회로는 인버터와 공진회로 설계에 기본 회로이고 이것에 기초하여 시스템을 설계하였다

## 2. 시스템의 해석과 설계

### 2.1 시스템의 구성과 제어원리

그림 1은 본 연구에서 제안한 인버터, 고주파 변압기, 워킹 코일 (Working coil)을 포함한 열처리 시스템이고 모든 소자는 이상적으로 동작하는 것으로 가정한다

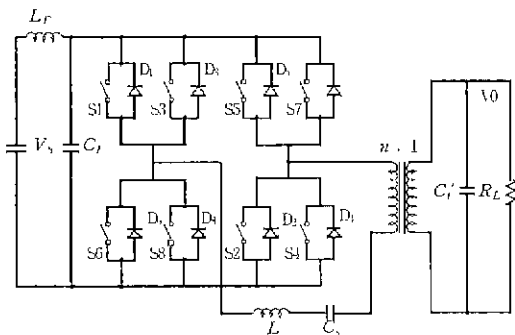


그림 1. 제안한 유도가열 시스템  
Fig. 1. Proposed series-parallel resonant inverter

그림 2는 인버터의 PWM제어 기술을 이용한 스위칭 순서 및 전압, 전류 파형을 나타내고 각 스위치의 동작은 전압 영점에서 스위칭 하는 영 전압 루프동작(Zero volt loop operation)을 채택한다. 제어신호 한 주기 내에서 동작은 H형 브리지의 각 압에서 제1모드의 스위칭 S1,S2 는 ON 나머지 모두 OFF 제2모드는 S5, S6이 ON 나머지 모두 OFF하여 1/2주기가 된다. 제3 모드는 스위칭 S3, S4 가 ON 하고 나머지는 모두 OFF, 제4모드는 S7, S8 이 ON하고 나머지는 모두 OFF 한 주기가 된다

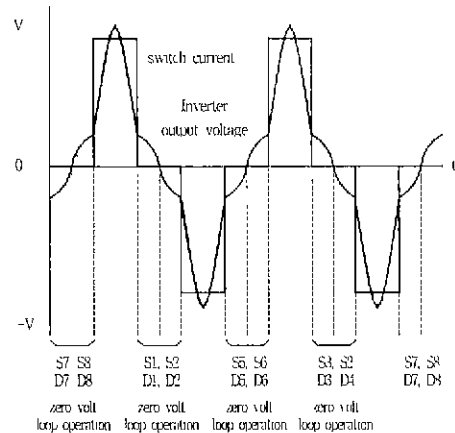


그림 2. 고정주파수 PWM 전력 제어  
Fig. 2. Fixed frequency PWM power control.

### 2.2 해석과 설계

그림 3은 그림 1의 직·병렬 공진 유도가열기 시스템의 등가회로 이고 AB 양단에서 구형파 전압이 공진 회로에 인가된다. 해석을 간단히 하기 위해 모든 수치는 퍼유닛(p.u.)로 표시하고  $C_f$  1차 측 환산 콘덴서,  $V_s$ 는 B점에 대한 기준전압,  $R_L'$ 는 1차 측 환산 기준 임피던스이다.

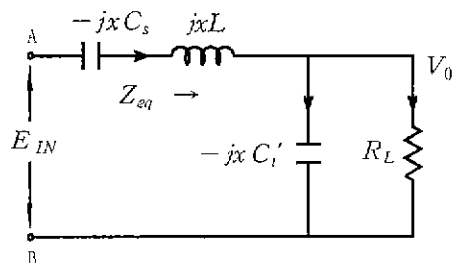


그림 3 그림 1의 해석을 위한 등가회로  
Fig. 3. Equivalent circuit for the analysis of Fig. 1

유도가열기용 직·병렬 공진 고주파 인버터의 설계

AB 양단의 기본파 입력전압의 실효값은  $E_{IN} = V_s \cdot \sin \delta/2$  임으로 1차 측으로 환산한 무 차원 공진회로 전압 비는 식(1)이 된다

$$V_{0pu} = V_0/E_{IN} (\sin \delta/2) \quad p.u. \quad (1)$$

그림 3의 등가회로에서 입출력 전압비는 식(2)이 얻어진다.

$$\frac{V_0}{E_{IN}} = \frac{RC_s s}{RL_{eq} C_s C_s s^3 + L_{eq} C_s s^2 + (RC_s + RC_t) s + 1} \quad (2)$$

시스템의 주파수 응답은 식(2)에서  $s = j\omega$ 를 대입하면 다음 식이 된다.

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{E_{IN}} &= \frac{jRC_s \omega}{-jRL_{eq} C_s C_s \omega^3 - L_{eq} C_s \omega^2 + j(RC_s + RC_t) \omega + 1} \\ &= \frac{1}{\frac{C_t}{C_s} - \omega^2 L_{eq} C_t + 1 + j(\omega \frac{L_{eq}}{R} - \frac{1}{RC_s \omega})} \end{aligned} \quad (3)$$

식(3)의 분모를 실수부와 허수부로 분리하고 무차원 스위칭 주파수  $y$ 를 도입하여 정리하면 식(4)이 된다.

$$V_0/E_{IN} = \frac{1}{D_1 + j D_2} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } D_1 &= 1 + (C_t/C_s)(1 - y^2) \\ D_2 &= Q_s \{y - (1/y)\} \quad \text{이코} \end{aligned}$$

$$Q_s = (\omega_s L_{eq})/R' \quad L = \sqrt{L_{eq}/C_s}/R' \quad (5)$$

이다.

여기서  $\omega_s = 1/\sqrt{L_{eq} C_s}$  [rad/s] 이코 등가 합성 인덕턴스  $L_{eq} = L + L_p + L'_s$  이다. 그리고 무차원화 한 스위칭 주파수는  $y = f_0/f_s = \omega_0/\omega_s$  이 된다. 여기서  $f_0$ 는 출력주파수(Working frequency)

이고 인버터의 스위칭 주파수에 의해 결정되며 식(3)에서  $\omega = \omega_0$ 가 된다.

식(4)에서 변환되는  $p.u.$  출력전압은

$$V_{0pu} = \frac{V_s \cdot \sin \delta/2}{(D_1^2 + D_2^2)^{1/2}} \quad p.u. \quad (6)$$

이고  $\delta = \pi$  일 때 부하전류는 최대이고 출력전압도 최대로 된다 이것을  $V_{0mpu}$ 라고 하면 식(6)에서 식(7)이 된다.

$$V_{0pu} = V_{0mpu} \cdot \sin(\delta/2) \quad p.u. \quad (7)$$

식(7)에서 부하의 변화에 따라 요구되는 출력전압  $V'_0$ 는  $\delta$ 를 제어하여 얻을 수 있다. 단자 AB에서 본 직·병렬 공진회로의 합성 임피던스는 다음과 같이 유도된다.

$$Z_{eq} = \frac{a_2 \omega^4 + b_3 \omega^2 + c_2 + j(a_3 \omega^3 + b_3 \omega)}{a_1 \omega^4 + b_1 \omega^2 + c_1} \quad (8)$$

여기서,

$$a_1 = R^2 C_s^2 C_t^2, \quad b_1 = RC_t^2 + C_s^2, \quad c_1 = 1$$

$$a_2 = R^2 C_s C_t^2 L, \quad b_2 = RC_t^2 + C_s L - R^2 C_s C_t$$

$$c_2 = R + 1$$

$$a_3 = R^2 C_t^2 L - R^2 C_s C_t^2,$$

$$b_3 = L - RC_s - R^2 C_t - C_s$$

이다.

합성 임피던스의 허수부를 "0" 라 하면  $a_3 \omega^3 + b_3 \omega = 0$  이고  $\omega = \pm \frac{b_3}{a_3}$  에서 공진 한다. 이 경우 등가 합성저항은 식(8)에서 다음 식이 된다.

$$R_{TOT} = \frac{a_2 \omega^4 + b_2 \omega^2 + c_2}{a_1 \omega^4 + b_1 \omega^2 + c_1} \quad (9)$$

단자 AB에서  $p.u.$  단위의 등가 임피던스는 식 (10)과 같이 놓고 식(8)에서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Z_{eqpu} = \frac{B_1 + j B_2}{B_3} \quad p.u. \quad (10)$$

여기서  $B_1 = \{(Q_s/y)(C_s/C_t)\}^2$

$$B_2 = Q_s \{y - (1/y)\} B_3 - (Q_s/y)(C_s/C_t)$$

$$B_3 = 1 + \{(Q_s/y)(C_s/C_t)\}^2$$

이다.

무차원  $p.u.$ 로 표시한 최대인버터 출력전류는 스위칭 소자로 흐르는 전류와 같고 식(7), (10)에서 다음이 된다.

$$I_{ppu} = V_{ompu} \cdot \sin(\delta/2) / |Z_{eqpu}| \quad p.u. \quad (11)$$

여기서  $I_{ppu}$  는  $Q_s$  및  $y$ 의 함수임을 알 수 있고 최대부하 전류에 상응하는 침두전류(Peak current)이다 또 초기값 전류  $I_{0pu}$ 는 식(11)에서

$$I_{0pu} = I_{ppu} \sin(-\theta) \quad p.u. \quad (12)$$

이 되고 여기서

$$\theta = \phi - (\pi - \delta)/2, \quad \phi = \tan^{-1} B_2/B_1 \quad [rad] \quad (13)$$

이다. 식(12)에서  $I_{0pu}$ 가 음이면 강제전류 (Forced commutation)가 필요하고 인버터는 공진 모드로 동작하며 지상역을 1, 콘덴서  $C_t$  양단의 최대전압은  $v_{ctppu} = V_{0pu}/n \quad p.u.$  이고 퍼유니트 리액턴스  $X_{cspu}$ 와  $X_{ctpu}$ 는 아래 식과 같다.

$$X_{cspu} = Q_s/y \quad p.u. \quad (14)$$

$$X_{ctpu} = (Q_s/y)(C_s/C_t) \quad p.u. \quad (15)$$

그리고 콘덴서  $C_s$  양단의 최대전압과  $C_t$ 에 흐르는 최대전류는 아래와 같다.

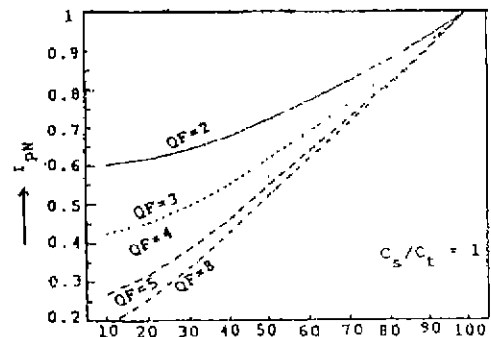
$$v_{cspu} = X_{cspu} \cdot I_{ppu} \quad p.u. \quad (16)$$

$$I_{ctpu} = v_{ctpu} / X_{ctpu} \quad p.u. \quad (17)$$

이상 공진 인버터 설계에 필요한 식을 유도하였고 인버터는 공진 상태에서 최고 출력이 나오도록 각 파라미터를 설계할 수 있다

그림 4는 초기값은 식(12)에서 구하고 QF (전 부하에서  $Q_s$ 의 값) 을 파라미터로 하여 식(11)에 의해 무차원화 한 % 전 부하 침두 전류에 대한 관계를 나타낸 곡선이다.

그림 (a)는 정전용량비  $C_s/C_t = 1$  인 경우이고 (b)는  $C_s/C_t = 2$  이다.



(a)  $C_s/C_t = 1$

이 결과 듀티비  $\delta$ 는  $V_{ompu}$ 에서 전 부하 (최대출력) 대응하는 값에 출력 부하전압을 일정하게 유지하도록 변화되고 있음을 알 수 있다. 또한 최대전류는 전 부하전류 값으로 정규화 된다.

시뮬레이션에 사용한 설계사양은  $V_B = 120[V]$  임으로  $V_B = 97.2V p.u.$  이고  $n = 2.025$ , 1차 측 환산 저항값  $R_L' = 18.896 [\Omega]$  이다.

그리고  $L_{eq} \approx 315.8 [\mu H]$ ,  $C_s \approx 0.05527 [\mu F]$ ,

1차측 환산 정전 용량  $C_s' = 0.1133 [\mu F]$ 이다

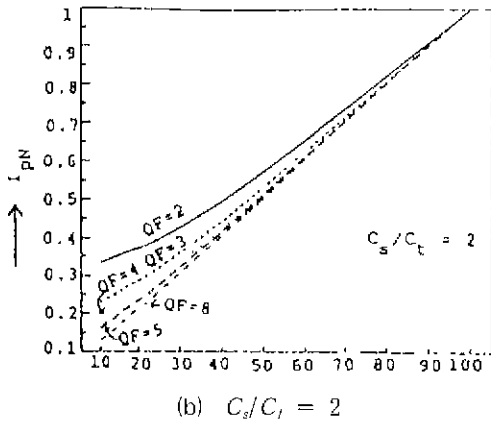


그림 4. % 전부하 전류에 대한 인버터 출력전류 IPN (파라미터 QF)

Fig. 4. Normalized peak inverter output current IPN versus % of full-load current with and parameter QF, for ( $y=1.05$ ,  $QF=4, 5, 6$ ,  $y=1$ ,  $C_s/C_t=12$ ,  $QF=2$  and  $y=1$ ,  $QF=3$ ) (a)  $C_s/C_t=1$  (b)  $C_s/C_t=2$

표 1. 시뮬레이션에 사용한 제 정수  
Table 1. Parameters for simulation

구 분	기 호	용 량
입력 전압	$V_B$	97.2 pu[V]
정합변압기 권선비	$n$	2.05
1차측 환산 부하저항	$R'$	18896[ $\Omega$ ]
동기합성 인덕턴스	$L_{eq}$	315.8[ $\mu H$ ]
직렬공진 콘덴서	$C_s$	0.05527[ $\mu F$ ]
동기 합성 병렬 공진콘덴서	$C$	0.1133[ $\mu F$ ]

### 3. 시뮬레이션 실험

시뮬레이션은 그림 3의 시스템 등가모델에서 설계한 사양에 의해 파라미터 값을 변화시키면서 PSpice 프로그램으로 행한다. 실험은 정전용량비  $C_s/C_t$ 와 스위칭 주파수를 변화하면서 입력 구형파 전압, 부하 전류 및 부하전압 파형을 관측하였다

표 1 은 시뮬레이션에 사용한 설계사양과 각 정수

를 나타낸다

그림 5는 정전용량비  $C_s/C_t=2$ ,  $R'_l=18 [\Omega]$ ,  $C_s=0.0527[\mu F]$ ,  $C_t=0.0276[\mu F]$ 일 때 인버터 출력주파수 40, 30[kHz]로 변화시키면서 입력전압, 출력전압 및 출력전류를 측정 한 것이다 인버터 출력 주파수가 40[kHz]에서는 공진상태로 되어서 출력이 최대로 되고 부하전압 및 전류가 동위상이 됨을 알 수 있다. 그러나 주파수가 30[kHz]에서는 공진상태를 벗어나서 부하전류와 전압이 급격히 감소하고 있다

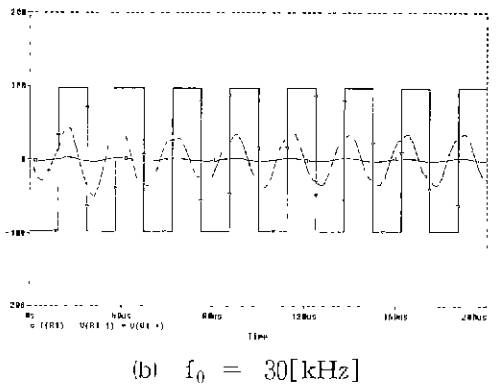
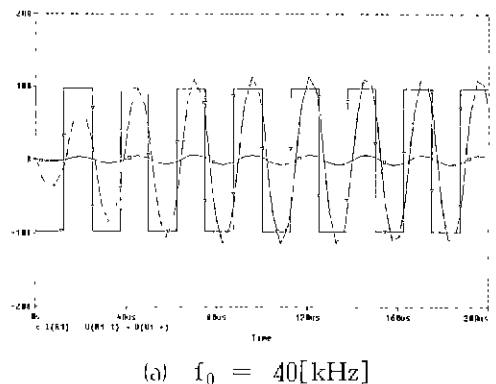
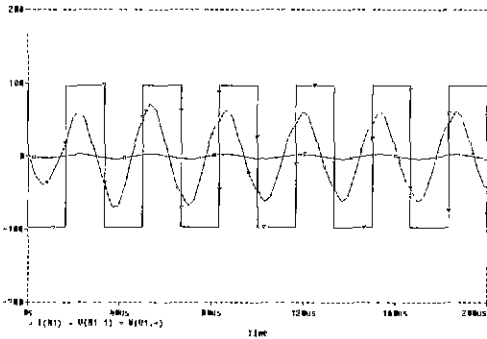


그림 5 인버터 입력력 파형 (정전용량비  $C_s/C_t=2$  일때)

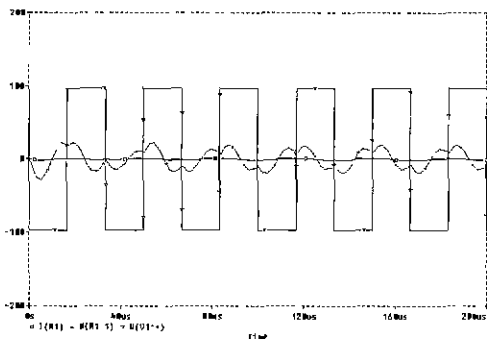
Fig 5 Input and output wavelforms of inverter in  $C_s/C_t=2$

그림 6은 정전용량비  $C_s/C_t=1$ ,  $R'_l=18[\Omega]$ ,  $C_s=0.0276[\mu F]$ ,  $C_t=0.0276[\mu F]$ 일 때 인버터 출력주파수 40, 30[kHz]로 변화시키면서 입력전압, 출력전압 및 출력전류를 측정 한 것이다 인버터 출력

주파수가 40[kHz]  $C_s/C_f = 2$ 에서는 공진상태로 되어서 출력이 최대로 되고 부하전압 및 전류가 동 위상이 됨을 알 수 있다. 그러나 주파수가 30[kHz]에서는 공진상태를 벗어나서 부하전류와 전압이 급격히 감소하고 있다. 정전용량비 인 그림 5와 정전용량비가  $C_s/C_f = 1$  인 그림 6을 비교해 보면 정전용량비가 적은 경우 출력전압에 공진점이 2개가 나타나고 파형의 외형이 많이 생긴다.



(a)  $f_0 = 40[\text{kHz}]$



(b)  $f_0 = 30[\text{kHz}]$

그림 6. 인버터 임출력 파형 (정전용량비  $C_s/C_f = 1$  일때)

Fig. 6. Input and output waveforms of inverter in  $C_s/C_f = 1$

#### 4. 결 론

고주파 유도가열 장치에서 전력용 반도체 스위치 IGBT를 이용한 2병렬 브리지회로 방식의 전압형 인버터를 제안하였다. 제안한 인버터에 의해 직·병렬 공진 방식의 40[kHz], 500[w] 유도가열 장치를 설계

제작하고 회로 동작을 해석하였다. 그 결과 다음의 확인하였다

1) 직렬공진 콘덴서와 병렬공진 콘덴서의 정전용량비  $C_s/C_f = 2$ 인 경우 각부의 동작 파형을 관측한 결과에서 알 수 있는 것과 같이 양호하게 동작하고 40[kHz], 500[w]의 안정한 출력을 얻을 수 있음을 확인하였다.

2) 인버터는 일정 PWM 제어방식을 채택함으로 전력변환 효율이 98%로 양호하고 공진 부하에 대하여 최대효율을 전달하는 것이 가능함을 실험으로 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] 瀧野, "電氣加熱技術の最近の進歩 第1章 誘導加熱" 電學誌, 104, 549, 소회 59-7.
- [2] 電氣學會, 高周波用 電力半導體デバイス 應用の技術動向", 電氣學會 技術報告(11部) No.271,昭和 63
- [3] S.Bottari, L.Malesani & P.Tenney, "High Frequency 200kHz Inverter for Induction Heating Applications", IEEE PESC, pp 308-309, 1985
- [4] 難波江, "STIを用いた 電流形インバータ 並列共振回路方式の 高周波誘導加熱裝置電學論 D, 107, 906 소회 62-7
- [5] R.L. Steigerwald, "A comparison of half bridge resonant converter topologies," IEEE Power Electron., vol. 3, pp 174-182, Apr. 1988.
- [6] A. K. S. Bhat, "A resonant converter suitable for 650[V] dc bus operation," in IEEE Applied power Electron. Conf. Rec., pp.231-239, 1989.

#### ◇ 저자 소개 ◇

홍 순 일 (洪 淳 一)

1969년 부산대학교 전기과 졸. 1981년 부산대학교 대학원 공학석사. 1996년 한국 해양대학교 공학박사. 1993~1996년 대한 전기학회 편집이사. 1997~1999년 한국 조명설비 학회 부산경남지회장. 2000년~현재 대한전기학회 부산지회 부회장. 2000년~현재 신호치리·시스템 학회감사. 2000년~현재 부경대학교 전기·제어계측 공학부 교수

손 의 식 (孫 義 植)

1979년 동아대학교 전기공학과 졸. 1996년 부경대학교 산업대학원 전기공학과 졸. 2000년 동 대학원 박사과정.