

유도가열 조리기기용 인버터 파라미터 최적화에 관한 연구

論 文

58-1-13

A Study on the Parameter Optimization of Inverter for Induction Heating Cooking Appliance

姜秉官* ·李世玟** ·朴正旭†

(Byung-Kwan Kang · Se-Min Lee · Jung-Wook Park)

Abstract - With the advent of power semiconductor switching devices, power electronics relating to high frequency electromagnetic eddy current based induction heating technology have become more suitable and acceptable. This paper presents high-frequency induction heating cooking appliance circuit based on the zero current switching-PWM single ended push-pull(ZCS-PWM SEPP) resonant inverter added AC-DC converter. This inverter uses pulse-width-modulation(PWM) control method with active auxiliary quasi-resonant lossless inductor snubbers and a switched capacitor. To improved the transient performance, the PI controller is applied for this system. For the systematic parameter optimization of the PI controller, the gradient-based optimization algorithm is applied. The performance of optimized parameters is evaluated using simulation and experimental test. These results show that the proposed systematic optimal tuning method improve the transient performances of this system.

Key Words : Induction heating appliance, Parameter optimization, Power electronics, PWM, Resonant inverter

1. 서 론

전력소자의 발전과 더불어 전력변환장치 기술은 종래의 스위칭 회로기술을 기본으로 하여 고속화, 대용량화로 발전해 왔다. 또한 에너지의 효율적인 이용이 강조되고 있는 현재 산업 사회에서 각종 시스템은 신뢰성이 높고 소형, 경량 이면서 전력밀도가 높은 것이 요구되어지고 있으며, 공진회로를 이용한 전력변환장치의 고주파 스위칭 기법의 도입은 짧은 스위칭 동작으로 회로 내에 큰 진폭의 전류가 발생하므로 공진 요소 부품들이 소형, 경량화 되고 고출력화가 가능하게 되었다. 유도가열(IH:Induction Heating) 기술의 기본 원리는 1831년 패러데이에 의해서 발견된 전자기 유도 현상이다. 코일에 교류전류를 흘려주면 코일 주위에 자속이 생기며, 이 자속의 시간적 변화에 의해 코일 부근의 금속체에 와전류가 유기되어 금속체가 가열되는 현상이 유도가열의 원리이다. 이러한 유도가열 방식은 가열효율이 높기 때문에(가스기기:70[%], 유도가열:90[%] 이상) 경제적이며, 신속한 가열을 통하여 워밍업 등을 위한 소비전력을 줄일 수 있다. 또한 인버터의 제어 주파수나 듀티비(Duty ratio)에 의해 출력 및 동작제어가 용이하여 사용이 편리하며, 안정성 및 배출가스 등의 오염 물질의 발생이 없어 위생적이며, 정결하다. 이러한 유도가열 방식의 유효성은 인지도가 최근에

매우 높아져 산업설비에서부터 현재 가정용 전자조리기로 대표되는 Induction Hob의 유도가열 기술로 일반 가정에 널리 보급되어 주방환경을 크게 개선시키기도 하였다. 현재 유도가열 조리기기의 인버터 회로 제어 방식에는 여러 가지가 있으며, 인버터 출력 신호의 검출을 통해 조리용기의 유무를 판단 구동회로를 차단하는 제어회로가 그 대표적인 예이다[1]-[3].

본 논문에서는 이러한 제어회로를 통해 시스템 소자값의 변동이나 외부환경 변화에 대응하여 일정한 출력을 유지할 수 있게 하고, 인버터 출력의 응답속도를 빠르게 할 수 있도록 스위칭 소자의 PWM 게이트 신호를 최적적으로 가변시킬 수 있는 회로를 제안하였다. 제안한 회로는 참고논문의 Zero Current Switching-PWM Single Ended Push-Pull (ZCS-PWM SEPP) 공진 인버터 회로에 AC-DC 컨버터를 추가하여 상용전원인 220V 60Hz 정현파에서 동작하도록 만든 회로이다. 또한 제안한 시스템의 제어방법을 블록선도를 통해 나타내었고, 유도가열 조리기기의 구동회로를 설계함에 있어서 수많은 소자들과 회로구성 부품들의 설계값을 결정할 때 최적화 기법을 통하여 방향성 없는 실험의 반복이나 경험적 요인을 최소화 시켜 최적값을 구할 수 있도록 하였다. 최종적으로 본 논문에서 제안한 최적화 기법을 적용하여 설계한 파라미터로 이루어진 회로를 모의실험 및 실제 제작하여 성능을 검사 실용화 가능성을 검토하였다.

* 準 會 員 : 延世大 工大 電氣電子工學部 工學碩博士課程

** 正 會 員 : 三成電子 先任研究員

† 교신저자, 正會員 : 延世大 工大 電氣電子工學部 助教授 · 工博

E-mail : jungpark@yonsei.ac.kr

接受日字 : 2008年 10月 3日

最終完了 : 2008年 11月 21日

2. ZCS-PWM SEPP RESONANT INVERTER

2.1 CONFIGURATION

다양한 타입의 고주파 인버터 토폴로지 중에서 본 논문은

그림 1의 ZCS-PWM SEPP 공진 인버터 입력단에 AC-DC 컨버터를 추가한 회로를 제시했다. 이 회로는 3개의 IGBT 스위치를 사용하며, 스위치 Q_1 , Q_2 에 직렬로 스위칭 손실을 줄일 수 있는 인덕터 스너버(snubber)를 연결하였고, 스위치 Q_3 에는 스너버로 준공진 커패시터 C_r 를 첨가하였다. 그리고 부하단에는 역률보상용 부하공진 커패시터 C_s 를 직렬로 연결하였다. 스너버는 스위칭하는 동안에 스위치 소자의 전력 손실을 줄이고 고전압이나 고전류의 스위칭 스트레스로부터 회로를 보호한다.

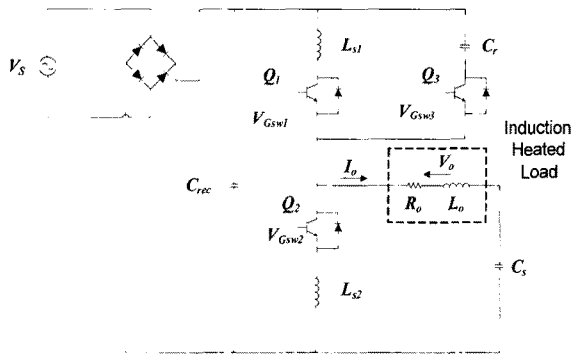


그림 1 영전류 소프트 스위칭 공진 인버터
Fig. 1 The ZCS-PWM SEPP resonant inverter

2.2 ZCS-PWM SEPP 공진 인버터의 동작

ZCS-PWM SEPP 공진 인버터의 PWM 게이트 신호에 의한 Q_1 , Q_2 , Q_3 의 스위칭 패턴은 그림 2와 같다. 메인 액티브 파워 스위치 Q_1 이 T_{on1} 시간 동안 우선 도통되고, Q_1 이 스위치 오프(off)되기 전에 T_o 시간 동안 Q_3 가 온(on) 되면서 Q_1 의 스위치 온 시간과 오버랩 되어 같은 스위치 온으로 동작한다. 그 결과 T_{on} 시간 동안 Q_1 , Q_3 가 순차적으로 도통된다. Q_2 의 동작이 시작되기 전에 정지시간 T_{d1} 을 가지고 Q_3 가 오프된다. T_{d1} 이후 T_{on2} 시간 동안 스위치 Q_2 가 온되고 T_{d2} 의 Q_2 의 오프시간을 통해 전체적인 스위칭 주기 T 가 완성된다. Q_1 , Q_3 가 오버랩 되는 시간 T_o 와 정지시간 T_{d1} 을 고정한 상태에서 Q_1 , Q_2 의 도통시간을 제어함으로써 인버터 출력을 제어할 수 있다. 따라서 제안된 회로의 비대칭 PWM의 출력 제어를 위한 듀티비 D 는 다음과 같이 정의된다.

$$D = (T_{on} + T_{d1}) / T \quad (1)$$

듀티비를 가변시켜 인버터의 고주파 출력을 제어할 수 있으며, PWM과 PDM을 동시에 제어하여 저출력 조건에서의 영전류 소프트 스위칭 동작범위를 증가시킨다. 따라서 고출력 뿐 아니라 저출력에서도 영전류 소프트 스위칭에 따른 효율증가의 효과를 볼 수 있다[4]-[8].

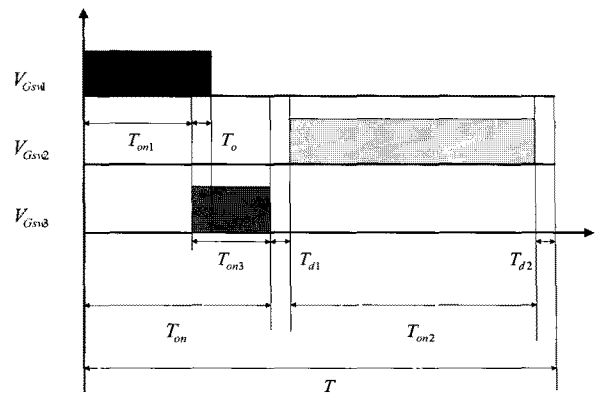


그림 2 제안된 PWM 게이트 신호 타이밍 패턴
Fig. 2 The proposed PWM gate-pulse timing pattern

2.3 ZCS-PWM SEPP 공진 인버터 모의실험 및 결과 분석

그림 1에 제안된 회로를 PSPICE를 통해 모의실험을 하였다. 인버터 시스템 파라미터는 참조된 논문에서 디자인되고 측정되어진 설계값을 참조하여 표 1과 같이 전체적인 수치를 제시하였다. 이는 시중의 유도가열 조리기기를 대상으로 측정한 값이며, 부하는 일반적으로 사용하는 법랑 코팅된 철제 용기를 기준으로 설정하였다.

각 스위치의 PWM 게이트 신호 생성은 다음과 같이 진행하였다. 먼저 기본적인 톱니파 신호를 만들어낸 후 $D=0.2$ 일 때의 Q_1 의 듀티값인 0.1을 가지는 DC 신호를 톱니파 신호와 함께 비교기의 입력으로 넣어준다. 비교기에서 두 신호를 비교하여 Q_1 의 듀티값이 톱니파 신호의 크기보다 클 경우 온을 반대의 경우 오프를 내보낸다. 그 결과로 $D=0.2$ 일 때의 Q_1 의 PWM 게이트 신호인 폭이 $5\mu s$ 이고 크기가 1V, 딜레이가 0s인 신호가 만들어진다. Q_2 , Q_3 의 게이트 신호도 마찬가지로 방법으로 구현하여 그림 1의 인버터 스위치 회로에 적용하였다.

그림 3의 (a)는 그림 1의 회로를 PSPICE로 모의 실험하여 얻은 인버터 입력단(AC-DC 컨버터 출력단)의 전압파형을 (b)는 인버터 부하에 공급되는 출력 전압과 전류 파형을 나타낸다. 듀티비에 따른 부하 출력, 효율 그리고 THD를 표 2에 나타내었다. 듀티비에 의해 인버터 출력이 제어될 수 있으며, 저출력 조건에서도 높은 효율을 얻을 수 있음을 볼 수 있다. 또한 부하 R_o 의 변화에 따른 모의실험 결과를 표 3에 나타내었다. R_o 가 작아질수록 THD 보다는 출력자세의 변동과 효율 변동이 심하게 나타난다. 이것은 R_o 가 작아질 때(예: 조리용기가 변경되었을 때)에는 상대적으로 전류의 양이 커지므로 스위칭 소자의 발열로 인한 손실이 커져 효율이 떨어지기 때문이다. 실제 유도가열 제품에서의 부하 변동(또는 부하 상실)로 인한 제어는 자동적인 전원 차단이다. 이러한 제어는 부하전류와 입력전압을 측정함으로써 즉각적으로 이루어진다. 따라서 본 논문에서의 부하 변화는 제품마다의 부품 소자값 변동이나 워킹코일과 유리 상판사이의 거리 변화 같은 물리적인 변화를 언급하였다.

표 1 시스템 파라미터

Table 1 The system parameter

| 항 목 | 기 호 | 수 치 | |
|---------------------|----------|---------------|---------------|
| AC 입력 전원 | V_s | 220V 60Hz | |
| 스위칭 주파수 | f_{sw} | 20kHz | |
| 스너버 인덕터 | L_{s1} | 2.09 μ H | |
| 스너버 인덕터 | L_{s2} | 2.01 μ H | |
| 준공진 커패시터 | C_c | 324nF | |
| 역률보상용 부하공진 커패시터 | C_b | 0.802 μ F | |
| Working Coil, 부하 | 등가저항 | R_o | 2.54 Ω |
| | 등가인덕턴스 | L_o | 57.96 μ H |

표 2 듀티비에 따른 인버터 출력 변화

Table 2 Inverter output change corresponding to the duty ratio

| D | 입력전력(W) | 출력전력(W) | 효율(%) | THD(%) |
|------|---------|---------|-------|--------|
| 0.34 | 2316 | 2207 | 95.28 | 19.45 |
| 0.30 | 1729 | 1621 | 93.75 | 26.77 |
| 0.25 | 1139 | 1055 | 92.63 | 32.94 |
| 0.20 | 661 | 597 | 90.32 | 37.75 |
| 0.17 | 442 | 384 | 86.88 | 40.37 |

표 3 부하 변동(R_o)에 따른 인버터 출력 변화

Table 3 Inverter output change corresponding to the load

| R_o | 입력전력(W) | 출력전력(W) | 효율(%) | THD(%) |
|-------|---------|---------|-------|--------|
| 2.54 | 2316 | 2207 | 95.28 | 19.45 |
| 1.00 | 1961 | 1791 | 91.31 | 12.83 |
| 0.50 | 1226 | 1055 | 86.07 | 11.99 |
| 0.20 | 636 | 476 | 74.84 | 11.68 |

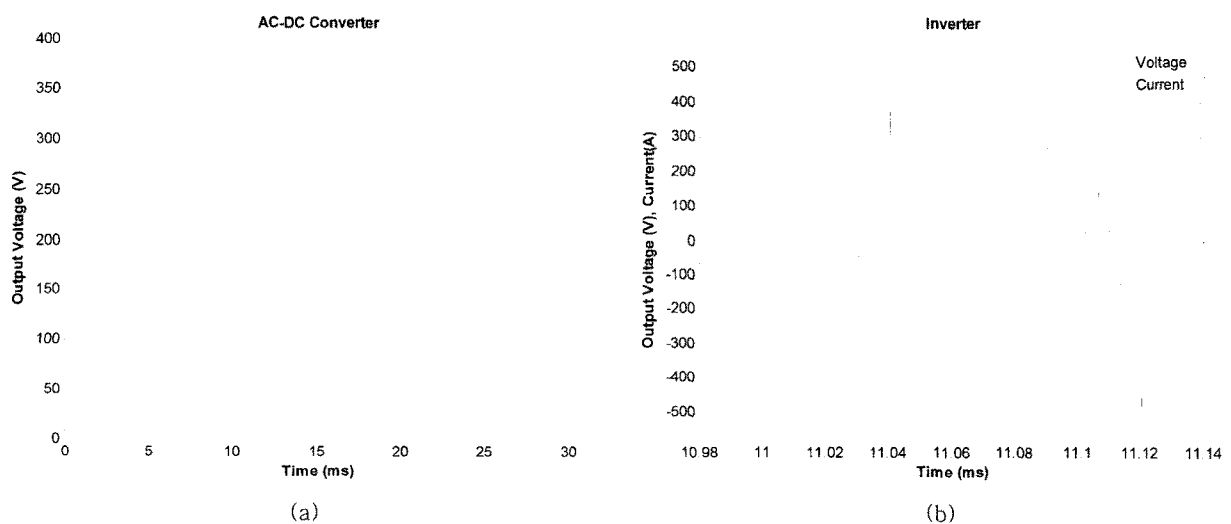


그림 3 인버터 입출력 전압 및 전류 파형

(a) 입력 전압 파형(DC 평균-282V) (b) 출력전류 및 전압파형

Fig. 3 The input and output voltage waveform of inverter

(a) input voltage waveform(DC avg-282V) (b) Output current and voltage waveform

3. PI 제어기의 Duty Ratio 제어

3.1 유도 가열 시스템의 PI 제어기 모델링

그림 1의 인버터 회로에서 고주파 출력전력을 제어하기 위한 방법으로 그림 4에 나타난 제어기법 및 PI 제어기를 도입하였다. 유도 가열 시스템 내의 인버터 부하의 출력 응답을 빠르게 하고 입력 전원의 불안정과 같은 시스템 외란에 대응하여, 인버터 출력 전력값을 피드백 루프를 통하여 받아들여 듀티비를 최적 가변시킬 수 있도록 하였다. 최종적으로 제어 시스템의 피드백이 외란과 파라미터 변동의 영향을 줄일 수 있도록 하여, 개루프내의 이득변동과 외란이 나타났을 때 출력이 변화에 둔감하도록 제어기를 설계하였다.

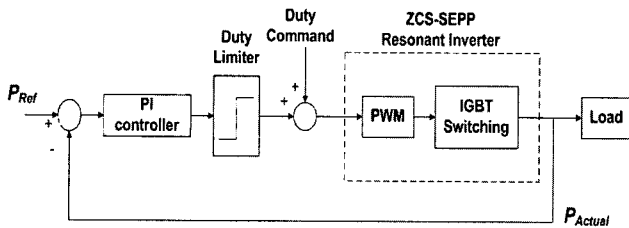


그림 4 유도 가열 시스템의 제어 블록 선도
Fig. 4 The control block diagram derivation of the induction heating system

그림 4의 블록선도를 보면, 인버터 출력 전력값을 정격 출력 전력값에 부궤환 시킨 후 PI 제어기를 통해 부하변동을 검출하여 듀티비에 보상값을 가감시켜 부하 변동시 응답 지연을 개선할 수 있도록 하였다. 비례기(P)를 설계하여 응답속도를 개선하고 퍼센트 오버슈트(percent overshoot: %OS)을 적절한 값으로 유지시켰고, 적분기(I)로 시스템 안정도를 유지하면서 정상상태오차(steady state error : e_{ss})를 감소시켰다. 이번 절에서는 최적화기법에 의한 파라미터 설계와 비교하기 위해 예측 및 반복실험에 의하여 PI 제어기의 파라미터를 선정하였다. %OS 범위를 5% 이내로 정한 후 빠른 응답시간을 기준으로 하여 $K_p=4$ 를 결정하였다. K_I 의 출력 응답속도에 대한 영향은 K_p 에 비해 그다지 크지 않고, e_{ss} 를 줄이는데 목적이 있기 때문에 시스템의 안정도를 해치지 않는 범위 내에서 작은 값인 $K_I=1$ 로 정하였다. 따라서 예측 및 반복실험에 의하여 최종적으로 설계한 PI 제어기의 파라미터는 다음과 같다.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = 4 + \frac{1}{s} = \frac{4s + 1}{s} \quad (2)$$

3.2 PI 제어기에 의한 모의실험 및 결과 분석

PSPICE 모의실험을 통해 입력전원 220V 60Hz에서 다음과 같은 3가지 조건에 대하여 기존 회로와 PI 제어기가 추가된 인버터를 통해 출력응답특성을 비교해 보았다. 첫 번

째와 두 번째 모의실험에서는 정착시간(settling time: T_s)를 비교하였고, 세 번째에서는 e_{ss} 를 비교 분석하였다.

- 1) 초기 가동시의 응답특성(그림 5의 (a))
 - 실험 조건 : Duty Ratio 0.34, 출력전력 2160W
 - 기존회로 : $T_s = 28.90ms$
 - PI 제어기 추가회로 : $T_s = 4.65ms$
- 2) 동작 중 부하 변경시의 응답특성(그림 5의 (b))
 - 실험조건 : Duty Ratio 0.20 \rightarrow 0.34, 출력전력 627 \rightarrow 2160W, 가변시간 50ms
 - 기존회로 : $T_s = 580.32ms$
 - PI 제어기 추가회로 : $T_s = 123.00ms$

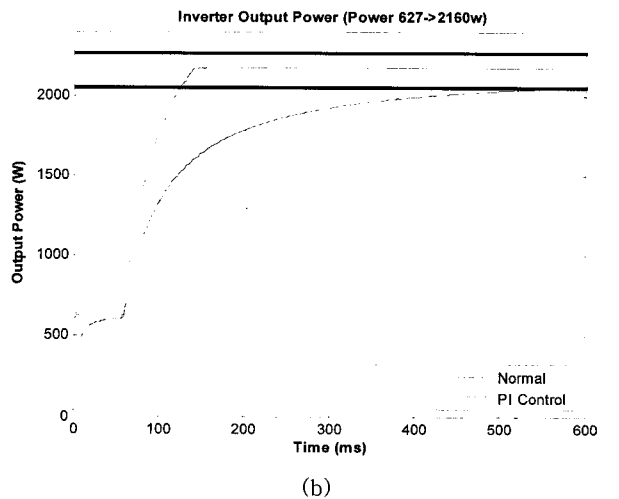
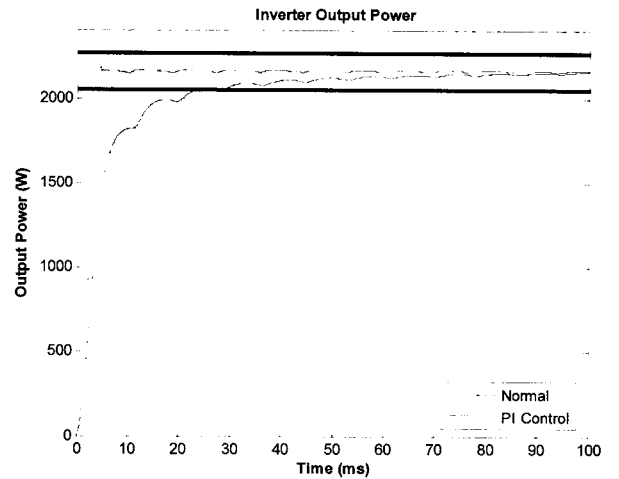


그림 5 인버터의 출력응답특성
(a) 초기가동시 (b) 부하변경시
Fig. 5 Output power response of the inverter
(a) At first operation (b) At load change

- 3) 유도 가열 시스템의 외란 유입, 또는 시스템 파라미터의 변동(표 4)

표 4 시스템 외란에 대한 성능시험

Table 4 The performance test to derive the distortion

| 조건 | 용량 | 출력 | |
|----------|------------------|------|---------|
| | | 기존회로 | PI 제어회로 |
| 정상 상태 | - | 2160 | 2160 |
| 입력전압 변동 | 220V → 250V | 2795 | 2170 |
| R_s 변동 | 2.54Ω → 1Ω | 1895 | 2150 |
| C_s 변동 | 0.802μF → 0.75μF | 1840 | 2155 |

첫 번째, 두 번째의 시험 결과로부터 초기 가동시와 부하 변동시의 응답특성이 개선됨을 알 수 있다. 초기 가동시의 T_s 는 기존회로의 16.1%, 부하용량 변경시는 21.2%로 두 경우 모두 기존 회로보다 T_s 를 약 80% 정도 줄일 수 있었다.

표 4에서 보는 것과 같이 기존 인버터 회로는 입력 전압 변동이나 시스템 파라미터 변화와 같은 외란에 대해 부하출력 변동이 심해 e_{ss} 가 최대 29%로 나타났지만 PI 제어가 추가된 인버터 회로는 제어기에 의한 듀티비 보상으로 e_{ss} 가 0.4%로 외란 및 파라미터 변동에 영향이 최소화됨을 볼 수 있다. 3가지 시험의 결과를 통해 설계한 PI 제어기를 추가함으로써 시스템의 응답특성을 개선할 수 있었다.

4. 제어기 파라미터 최적화 설계

4.1 Gradient 알고리즘을 이용한 최적화

앞 절에서 PI 제어기의 계수 K_p , K_I 값을 예측 및 반복 실험에 의하여 설계하였다. 이런 파라미터들의 기본적인 설계법은 제어공학에서 제시하고 있는 여러 가지 해석적 도구를 이용하여 개개의 파라미터들이 설계 사양 및 시스템의 성능에 어떻게 영향을 주는가를 결정하는 것이다. 이런 분석과 정보들을 기본으로 사양에 맞게 제어기의 파라미터를 선정하였다. 이런 일련의 설계 과정이 때로는 쉽게 끝날 수도 있지만, 시스템의 파라미터들이 상호작용을 하여 설계 사양에 서로 엇갈리는 상황이 오는 경우가 많기 때문에 설계 시에 보통 많은 테스트 및 모의실험을 반복해야 된다. 예를 들어 K_p 값을 선택하여 %OS를 만족하도록 해도 응답의 상승시간 조건과는 반비례하기 때문에, 상승시간을 다시 충족시키기 위해서는 다시 K_p 값을 조절해야 한다. 이러한 반복적이고 직관적인 파라미터 설계 방법을 좀 더 효율적이고 일관성 있는 방법을 통해 최적화 설계할 수 있음을 제시한다.

PI 제어기의 파라미터를 효율적이고 일관성 있게 최적화시키기 위한 방법으로 gradient 알고리즘을 적용시켰다. 어떤 함수 f 에서 특정한 값 x 일 때를 만족하는 $f(x)=c$ 라는 상수 c 가 있다고 한다면 f 함수의 레벨셋(level set)은 $f: R^n \rightarrow R$

과 같이 표현한다. 따라서 함수의 변수 $x_0 \in R^n$ 일 때 $f(x_0)=c$ 라 한다면 x_0 의 함수 f 는 레벨 c 에 대응되는 레벨셋으로 투영된다고 할 수 있다. 예를 들어 2개의 변수를 가지는 함수, $f: R^2 \rightarrow R$ 의 레벨셋에 대한 개념을 그림 6에 나타내었다.

변수의 특정한 점 x_0 에서의 함수 f 의 gradient를 $\nabla f(x_0)$ 라고 표현한다. 그러면 이 함수에서 변수의 시작점을 $x^{(0)}$, 변수의 다음 이동점을 $x^{(0)} - \alpha \nabla f(x^{(0)})$ 로 가정하여, Taylor 전개 공식에 의해 다음과 같은 수식을 얻는다.

$$f(x^{(0)} - \alpha \nabla f(x^{(0)})) = f(x^{(0)}) - \alpha \|\nabla f(x^{(0)})\|^2 + O(\alpha) \quad (3)$$

따라서 $\nabla f(x_0) \neq 0$ 일 때 충분히 작은 양수 α 에 대해서 다음과 같이 된다.

$$f(x^{(0)} - \alpha \nabla f(x^{(0)})) < f(x^{(0)}) \quad (4)$$

식 (4)의 의미는 함수 f 의 최소값을 찾고자 할 때 변수의 어떤 점 $x^{(0)} - \alpha \nabla f(x^{(0)})$ 는 시작점 $x^{(0)}$ 보다 개선된 값이 된다는 것이다. 알고리즘으로 공식화하기 위해 함수 f 를 제어하는 변수의 주어진 점 $x^{(k)}$ 에 대해 생각해 보면, 변수의 다음 업데이트 된 값 $x^{(k+1)}$ 을 찾기 위해, 먼저 $x^{(k)}$ 를 시작점으로 한 후에 $-\alpha \nabla f(x^{(k)})$ 만큼 변수를 이동시킨다. 이런 일련의 과정을 반복 알고리즘으로 나타내면 다음의 수식과 같다[9], [10].

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - \alpha \nabla f(x^{(k)}) \quad (5)$$

여기서 함수 f 의 최소값을 추적하기 위해서는 gradient의 벡터 방향은 그림 6에서의 $\nabla f(x_0)$ 의 반대방향, 즉 내부로 향해야 하므로 (-) 부호이다. 따라서 최종적인 gradient 최적화 알고리즘은 다음과 같다.

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} + \alpha |\nabla f(x^{(k)})| \quad (6)$$

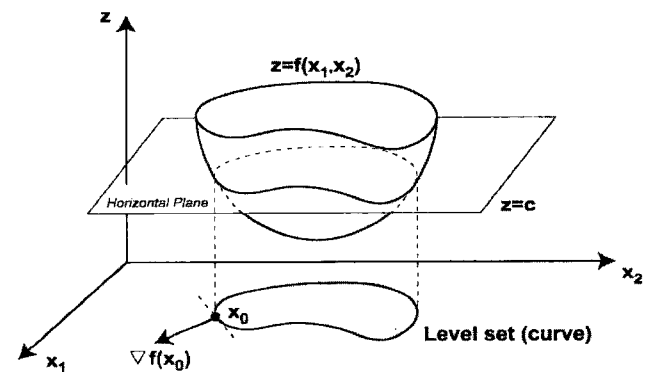


그림 6 Gradient 최적화 알고리즘 :

f에 대한 level c에 대응하는 level set 구성

Fig. 6 Description of the gradient optimization algorithm: constructing a level set corresponding to level c for f

유도가열 시스템 내의 PI 제어기 설계값 K_p, K_I 를 최적 설계해보면, 식 (6)의 변수 x 가 K_p, K_I 값이 된다. 변수가 어떤 방향으로 움직일 때 최소화하여 설계하고자 하는 목적 함수를 정해야 한다. 모의실험시에 K_p, K_I 값이 변화할 때 측정된 값은 인버터 출력이고 이러한 출력값의 응답속도와 e_{ss} 는 각각의 K_p, K_I 값에 따라 다르게 나온다. 본 논문에서는 인버터 출력의 응답속도를 빠르게 하고, %OS 및 e_{ss} 를 작게 하는 3가지 제약조건을 두었다. 따라서 목적함수는 실제 인버터 출력값과 기준 출력값과의 차이에 대한 함수로 정하며 다음 수식으로 정의된다.

$$J = \sum (P_{\text{output}} - P_{\text{reference}})^2 / 2 \quad (7)$$

제약 조건에서 응답 속도가 빠르고 e_{ss} 가 작을수록 J 값은 감소할 것이고 %OS이 커지면 J 값이 증가할 것이다. J 값을 최소화하여 최적화 한다면 %OS, 응답 속도, e_{ss} 의 제어 조건들을 모두 적당한 범위 내에서 만족 시킬 수 있을 것이다.

식 (7)의 목적함수 J 에 적용될 변수 식 (6)의 gradient 최적화 알고리즘에 의해 수치해석 알고리즘으로 전환하면 다음과 같다.

$$\lambda = K_p, K_i$$

$$\lambda_{k+1} = \lambda_k + \alpha \frac{\partial J}{\partial \lambda}(k) \quad (8)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \lambda}(k) = \frac{J(\lambda_k) - J(\lambda_{k-1})}{\lambda_k - \lambda_{k-1}} \quad (9)$$

식 (6)-(9)을 통해 MATLAB으로 K_p, K_I 값을 목적함수를 최소화하도록 업데이트 하였으며, 이 업데이트된 K_p, K_I 를 다시 PSPICE에서의 모의실험을 통해 인버터 출력값을 확인하도록 하였다.

4.2 구현 알고리즘

K_p, K_I 를 업데이트하기 위한 최적화 알고리즘을 다음과 같이 수행하였다.

- 1) $J(\lambda_{k-1})$ and $J(\lambda_k)$
 - λ_{k-1} 와 λ_k 일 때의 출력 데이터 파일 스캔
 - 인버터 출력 값을 제외한 데이터 삭제
 - 배열에 저장
 - %OS의 기준 출력 값의 5%가 넘을 경우 정지
 - $J(\lambda_{k-1}) = \sum (P(\lambda_{k-1}) - P_{\text{reference}})^2 / 2$ 과
 - $J(\lambda_k) = \sum (P(\lambda_k) - P_{\text{reference}})^2 / 2$ 계산

- 2) λ_{k+1} update

- $\lambda_{k+1} = \lambda_k + \alpha \frac{J(\lambda_k) - J(\lambda_{k-1})}{\lambda_k - \lambda_{k-1}}$

전체적인 알고리즘의 진행순서를 그림 7의 순서도에 나타내었다. 아래와 같은 방법으로 하여 K_p, K_I 를 업데이트 하였으며 모의실험 조건은 다음과 같다. 듀티비:0.2, 기준출력:627W, 모의실험 시간:100ms, 변수 초기값: $K_p=1, K_I=1$.

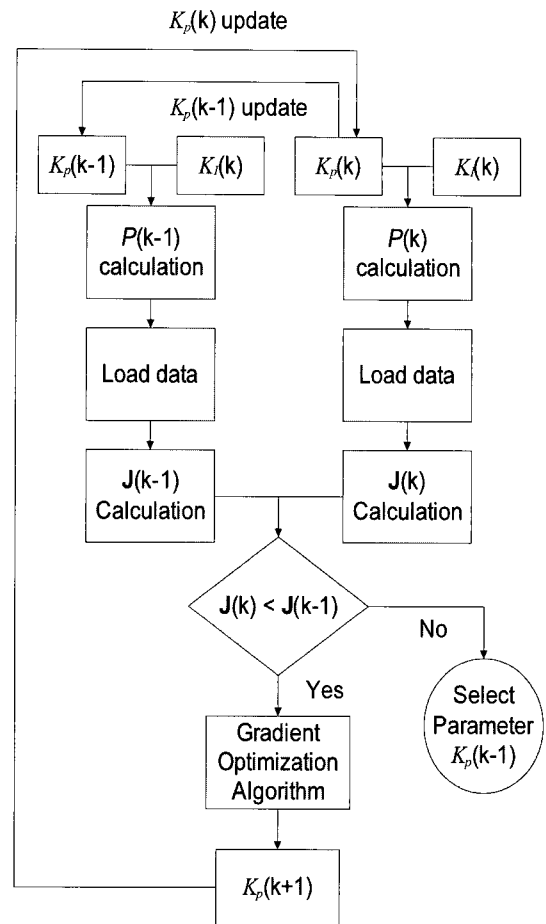


그림 7 제안된 gradient 최적화 알고리즘 순서도

Fig. 7 Flowchart of the proposed gradient optimization algorithm

4.3 PI 제어기 파라미터 최적화 결과

제안된 그림 7의 gradient 최적화 알고리즘을 통한 목적 함수 J 의 최소화에 따른 K_p, K_I 값의 변화는 표 5와 같다. 목적함수 J 값은 파라미터가 업데이트됨에 따라 값이 점점 감소하다가 6번째 연산부터 수렴을 벗어나게 된다. 이것은 임의의 설계점 $K_p=1, K_I=1$ 에서 시작한 파라미터의 값들이 목적함수 J 의 값을 최소화시키는 방향성을 가지고 변화하였으며, 5번째의 $K_p=2.9553, K_I=2.2037$ 값을 가질 때 식 (7)의 정의에 의해 인버터 출력이 기준 출력과 제일 근접하다는 것을 말해주는 것이며, 이때의 출력이 스텝(step) 신호와 제일 유사한 최적 설계된 값을 가지게 된다.

앞 절에서 다룬 예측 및 반복실험에 의한 파라미터 설계 값 $K_p=4, K_I=1$ 일 때의 인버터 출력응답과 최적화 기법으로 설계한 $K_p=2.9553, K_I=2.2037$ 의 일 때의 인버터 출력응

답을 그림 8와 같이 비교하였다. 그림 8과 같이 두 가지 방법에 의한 PI 제어기 모두 비슷한 출력응답 특성을 나타내지만, 최적화 기법을 통해 설계하였을 때의 응답특성이 더 우수한 특성을 보임을 알 수 있다.

표 5 최적화 수행

Table 5 The performance of optimization

| Iteration | J | K_p | K_i |
|-----------|----------------|---------------|---------------|
| 1 | 360.594 | 2.0000 | 2.0000 |
| 2 | 360.551 | 3.0264 | 2.0015 |
| 3 | 360.554 | 3.0127 | 2.1974 |
| 4 | 360.532 | 2.9041 | 2.2039 |
| 5 | 360.508 | 2.9553 | 2.2037 |
| 6 | 360.571 | - | - |

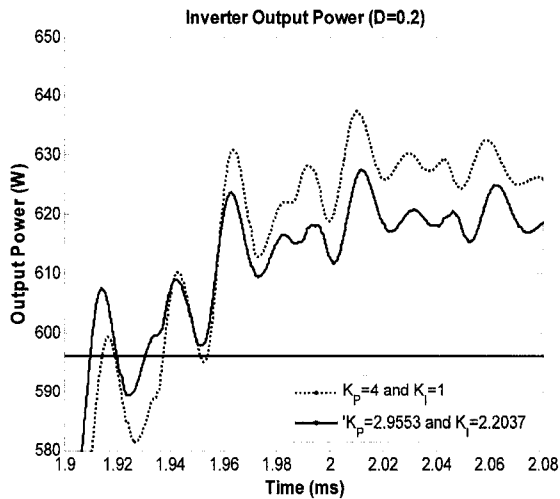


그림 8 파라미터 설계방법에 따른 출력응답 비교
Fig. 8 The output power response according to design method of parameter

4.4 하드웨어 구현

모의실험을 통한 데이터 값을 바탕으로 유도가열 조리기기를 그림 9와 같이 실제 제작하였다. 이는 다음과 같이 크게 네 가지 부분으로 나누어지며, 각각의 소자의 특성은 다음과 같다.

- 1) Ceramic Glass: 내열 특수유리로 된 조리기기의 상판
- 2) Case: 유도가열 조리기기의 격자 구조물
- 3) Working Coil : 교류파 자기장 발생 코일
- $L_o = 99.46\mu H$, $R_o = 2.28\Omega$
- 4) Power Supply 및 인버터 회로
- Resonant Capacitor : $0.68\mu F$
- AC-DC Converter Capacitor : $3.3\mu F$
- IGBT : IXYS Inc, IXGR40N60C2D1, $V_{CES} = 600V$, $I_{C25} = 56A$
- MICOM : MICROCHIP Inc. PIC16F914

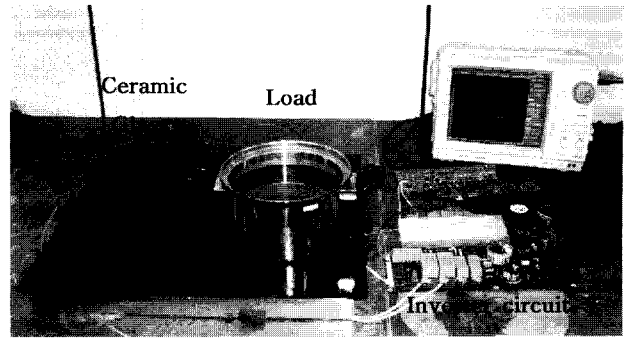
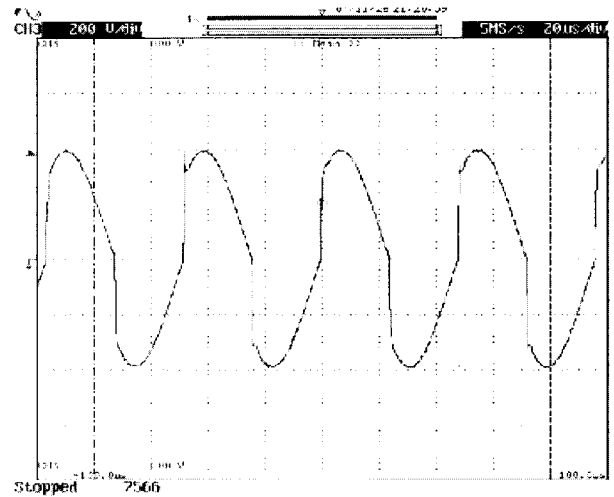
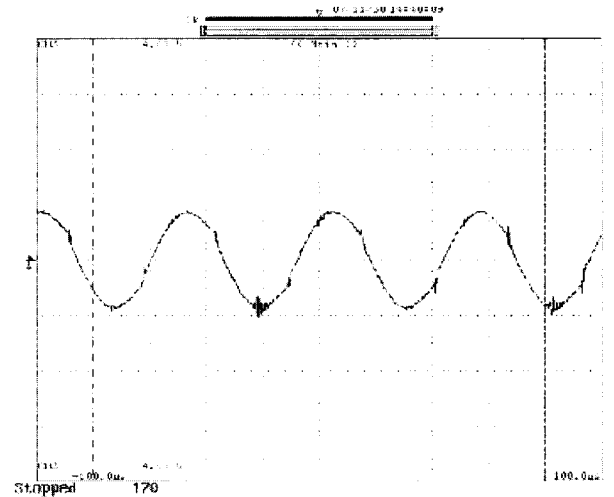


그림 9 제안한 유도가열 기기의 견본
Fig. 9 Prototype of the proposed induction heating appliance



(a)



(b)

그림 10 실험에 의한 인버터 출력파형
(a) 출력전압 파형
(b) 출력전류파형 (CT 2차측)
Fig. 10 The output waveform of inverter by experimental test
(a) The output voltage waveform
(b) The output current waveform (CT secondary part)

출력 전력값은 인버터 출력단 전압과 전류를 정류하여 얻은 DC 신호를 사용하여 계산하였다. 또한 출력단 전압은 저항 Divider 회로를 통하여 강압된 파형을 전파 정류 회로로 DC화하여 신호를 생성 피드백 하였으며, 출력단 전류는 변류기(Current Transformer : CT)로 전류를 저압으로 변환하여 마찬가지로 전파정류 회로를 이용하여 피드백 하였다. 그림 10의 (a)는 인버터의 출력전압 파형이고 그림 10의 (b)는 CT를 통해 반영된 출력전류 파형이다. 실험조건은 2200W 출력이며, 인버터의 고주파 스위칭 주파수는 20kHz, 입력 전원은 220V 60Hz로 하였다.

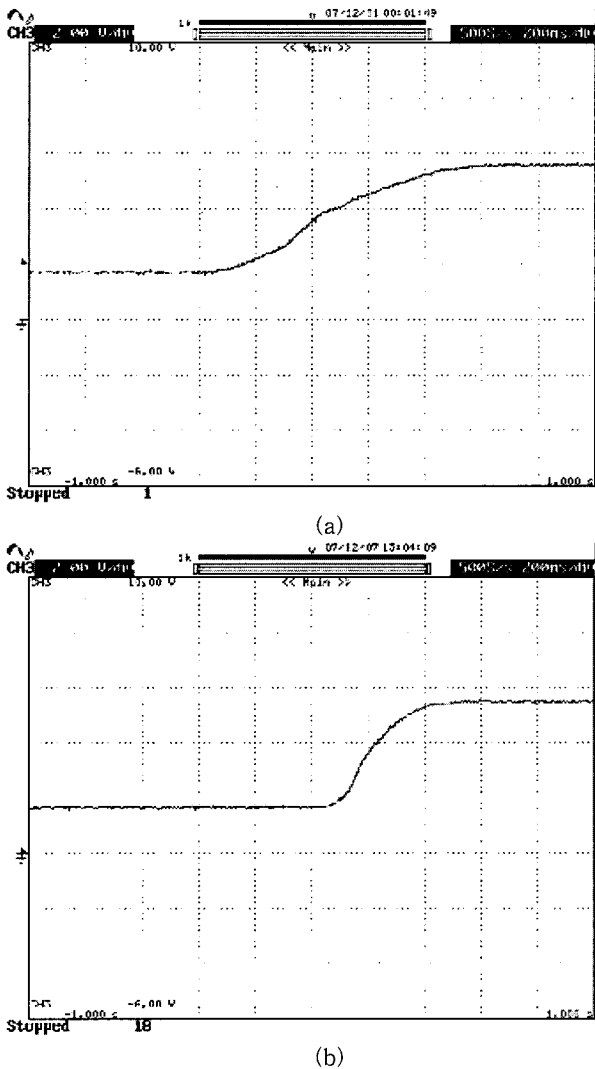


그림 11 실제 구현시 파라미터 설계방법에 따른 출력응답
 (a) 적절히 선택한 파라미터($K_p=4$ and $K_f=1$)
 (b) 최적화된 파라미터($K_p=2.9553$ and $K_f=2.2037$)

Fig. 11 The output response according to design method of parameter in an experimental test
 (a) The properly selected parameters($K_p=4$ and $K_f=1$)
 (b) The optimized parameters($K_p=2.9553$ and $K_f=2.2037$)

출력을 700W에서 2200W로 변화시켰을 때, 즉 부하용량 변경시의 PI 제어기의 파라미터 선정방법에 의한 인버터의

출력응답 파형을 그림 11에 나타내었다. 예측 및 반복실험에 의해 적절히 선택된 파라미터로 설계시($K_p=4, K_f=1$)의 $T_s=900ms$ 가 되었고, 최적화 기법에 의한 파라미터 설계시($K_p=2.9553, K_f=2.2037$)일 때는 $T_s=400ms$ 의 결과를 얻을 수 있었다. 이는 최적화 기법에 의한 파라미터 설계방법이 출력응답 속도를 44.4% 개선함을 볼 수 있다. 따라서 실제 하드웨어를 구현하여 테스트해본 결과, 모의실험을 통해 얻은 결과와 같은 시스템의 출력응답특성을 얻음으로서 실용화 가능성을 확인할 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 ZCS-PWM SEPP 공진 인버터 회로에 AC-DC 컨버터를 추가하여 사용전원 220V 60Hz 정현파에서 동작할 수 있는 유도가열 조리기기를 제안하였다. 제안된 회로에서 외부환경 변화에 대응하여 일정한 출력을 유지할 수 있게 하고, 인버터 출력의 응답속도를 개선하기 위한 방법으로 PWM 게이트 신호에 PI 제어기를 적용하여 인버터 출력이 따라 듀티비를 가변시켜 출력전력을 최적으로 제어할 수 있는 시스템을 제안하였다.

또한 시스템의 파라미터를 설계함에 있어서 최적화 기법을 통하여 방향성 없는 실험의 반복이나 경험적 요인을 최소화 시켜 최적값을 구할 수 있는 방향을 제시하였다. 파라미터 설계시 gradient 알고리즘을 통한 최적화 기법을 적용하였으며, 모의실험을 통해 초기 가동시, 동작 중 부하 변동시와 같은 설정을 통해 %OS, e_{ss} 와 같은 출력응답특성을 비교 제안된 방법에 의한 시스템의 성능 향상 및 안정성을 확인하였다. 마지막으로 기존의 팬 감지 제어회로를 응용 CT를 통하여 피드백한 출력 신호를 인버터 모듈의 듀티비를 보상 후 가변시켜 인버터 출력 제어를 통해 실제 하드웨어로 구현하여 제안된 시스템의 성능을 검증하였다.

향후 제안된 시스템 및 파라미터 최적화 방법을 통해 유도가열 기기를 비롯한 각종 컨버터, 인버터 등 전력변환 장치 중 시스템의 응답시간이 중요한 파라미터로 작용하거나 시스템 외란에 민감한 설비 기기에 적용하여 제어기 설계문제의 해결방안을 제시할 수 있다.

감사의 글

본 결과물은 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지 자원인력양성사업을 통한 연세대학교 대학전력연구센터의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

[1] H. Ogiwara, and M. Nakaoka, "ZCS High Frequency Inverter Using SIT for Induction Heating Applications", IEE Proceedings-Electric Power Applications, Vol. 150, pp. 185, March 2003.
 [2] 정용재, 박병욱, and 조관열, "가전제품의 유도가열 기술현황", 대한전기학회지, Vol. 50, pp. 15-20, February 1981.

- [3] J. Davies and P. Simpson, Induction Heating Handbook, Inc. 1979, ISBN 978-007084152.
- [4] Diniel W. Hart, Introduction to Power Electronics, Prentice Hall, Inc. 1997, ISBN 978-0023511820.
- [5] 신대철, 권혁민, 김기환, and 김용주, "유도가열용 고주파 공진형 인버터를 이용한 과열증기 발생장치 개발에 관한 연구", 전력전자학회논문지, Vol. 9, pp. 119-125, April 2004.
- [6] N. Ahmed, T. Iwai, H.Omori, H. Lee, and M. Nakaoka, "A Novel Auxiliary Edge Resonant Snubber-Assited Soft Switching PWM High Frequency Inverter with Series Capacitor Compensated Resonant Load for Consumer Induction Heating", Journal of Power Electronics, Vol. 6, No. 2 pp. 95-103, April 2006.
- [7] S. Wang, K. Izaki, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori, and M. Nakaoka, "Induction-Heated cooking appliance using new quasi-resonant ZVS-PWM inverter with power factor correction", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 34, No. 4, pp. 705-712, July 1998.
- [8] J. Burdio, F. Monterde, J. Garcia, L. Barragan, and A. Martinez, "A two-output series-resonant inverter for induction-heating cooking appliances", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, pp. 815-822, July 2005.
- [9] Edwin K. P. chong, Stanislaw H. Zak, An Introducing to Optimization, Second Edition, Prentice Hall, Inc. 1995, ISBN 978-0471391265.
- [10] Jorge Nocedal, Stephen J. Wright, Numerical Optimization, Second Edition, Springer, Inc. 2006, ISBN 978-0387303031. Kazuo. Tanaka and M. Sugeno, "Stability analysis and design of fuzzy control systems", Fuzzy Sets System, Vol. 45, pp. 136-156, 1992.

저 자 소 개



강 병 관 (姜 秉 官)

2007년 숭실대 전기공학부 졸업.
2007년~현재 연세대 대학원 전기전자공학부 석·박사 통합 과정
Tel : 02-2123-7842
E-mail : bk_kang@yonsei.ac.kr



이 세 민 (李 世 民)

2000년 연세대 전기전자공학부 졸업.
2008년 동대학원 전기전자공학부 졸업 (석사). 2000년~현재 삼성전자 디지털미디어 총괄 DA 사업부 선임연구원
Tel : 02-2123-7842
E-mail : semin.lee@samsung.com



박 정 옥 (朴 正 旭)

1999년 연세대 전기공학과 졸업. 2003년 미국 Georgia Institute of Technology 전기컴퓨터공학부 졸업(공학). 2003년~2004년 미국 University of Wisconsin-Madison 박사후 전임연구원. 2004년~2005년 LG전자 선임연구원. 2005년~현재 연세대 전기전자공학부 조교수
Tel : 02-2123-5867
Fax : 02-313-2879
E-mail : jungpark@yonsei.ac.kr