

# 디지털 제어 방식의 고속 PWM 전류 증폭기의 구현에 관한 연구

## Study on the Implementation of the Digital Controller of High-Speed PWM Current Amplifier

고 덕 화, 백 광 렬

(Deog-Hwa Ko and Kwang-Ryul Baek)

**Abstract :** This paper deals with a PWM(Pulse Width Modulation) current amplifier using digital controller in order to generate a gradient magnetic field for the MRI(Magnetic Resonance Image) system. Because of tolerance of discrete devices, it is difficult to set accurate values of the control parameters and to make an analog-controlling circuit. However, using digital controller, it is possible to set exact control parameters and to adopt a modern control techniques. It is shown that the digital controller will highly enhance the output current response and it will improve the quality of the MRI.

**Keywords :** PWM, MRI, digital controller, gradient coil

### I. 서론

최근 산업분야의 발달을 보면 초전도 자기 에너지 저장 장치, 방사선 가속기, 플라즈마 발생장치, MRI(Magnetic Resonance Image) 시스템 등 강자장 발생용 마그네트 코일에 큰 전류를 흘려주어야 하는 시스템에서 전력 증폭기를 많이 사용하고 있다. 전력 증폭기는 크게 선형방식과 PWM(pulse width modulation)방식 두 가지로 나눌 수 있다. 선형방식의 전력증폭기는 주파수 특성이 좋은 반면 효율이 낮아 저전력 시스템에 많이 사용하고 있다. PWM 증폭기는 주파수 특성이 나쁘고 출력에 스위칭 잡음이 섞이는 단점이 있으나 효율이 높아서 대전력 시스템에 많이 사용하고 있다[1][2].

기존의 PWM 전류 증폭기는 연산증폭기, 저항, 그리고 커패시터 등의 소자들만으로 제어하는 아날로그 제어방식의 제어기를 사용하고 있다. 하지만 제어부의 회로가 복잡하여 제작 및 보수가 어렵고 다양한 현대 제어 알고리즘을 적용하기에는 어려움이 많으며 다른 시스템으로 변경하여 사용할 경우 비용과 시간이 많이 드는 단점이 있다. 그러나 근래에 들어서는 고성능의 프로세서가 보급되면서부터 이산시간 제어 알고리즘을 적용한 디지털 제어에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있는 추세이다[3]-[8].

MRI 시스템에서는 가해진 외부 자장에 의해 에너지를 흡수한 수소 양자들이 다시 그 에너지를 방출하게 되는데 이때 방출되어지는 에너지의 양으로부터 대상 물체의 영상을 획득한다. 전류 증폭기의 출력 리플이 획득되어지는 영상에 직접적인 영향을 주므로 외부 자장을 리플 없이 안정적으로 가해주어야 양질의 영상을 획득할 수 있다. 출력의 사양에서 다른 중요한 부분은 정착시간이다. 정착시간은 MRI의 처리 시간과 연관하여서 중요한 부분이 된다. 즉, 자장이 안정적으로 형성되기 전까지는 MRI 시스템에서 신호를 입력 받지 못하므로 영상 획득 및 처리 시간과 관련하여 빠른 것

을 요구한다[5]-[9].

본 논문에서는 PI 제어기를 이용하여서 전류를 제어한다. 그리고 고속의 PWM 신호를 사용함에 따라 발생하는 오차와 좌우 LC필터의 불일치에 의한 오차를 보정 해주는 전압 제어기를 추가하여 출력의 응답을 향상시킬 수 있는 방법을 제시하고자 한다. 또한, MATLAB과 C 언어를 이용한 모의실험을 행하고 32bit 부동소수점 디지털 신호 처리기를 이용한 제어 시스템을 제작하여 실험함으로써 본 제어기의 유효성을 입증하였다.

### II. 플랜트의 동작과 PWM

PWM 전력 증폭기의 구성은 Full-Bridge 인버터와 LC 필터가 결합된 것으로 기존의 인버터 혹은 UPS(Uninterruptable Power Supply)와 유사하다.

본 논문에서 사용한 플랜트는 그림 1과 같이 직류 전원, 스위칭 소자, LC필터, 그리고 경사 자계 코일로 구성된다. 300V의 직류 전압을 스위칭 소자에 공급하여 게이트 스위칭에 따른 PWM 패턴의 구형과 전압  $V_a$ 와  $V_b$ 를 공급한다. 그리고 LC필터는 스위칭 소자 출력 전압인 구형파의 고조파를 흡수하고 기본파만을 부하에 공급하기 위해 사용된다. PWM은 여러 가지 방식이 있으나 본 논문에서는 리플 잡음을 줄이기 위해서 OCI(Opposing Current Interleaved)방식의

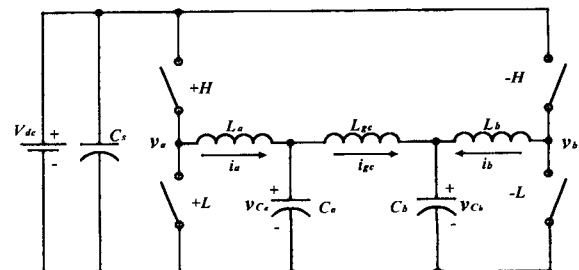


그림 1. 플랜트의 구성.

Fig. 1. Composition of a plant.

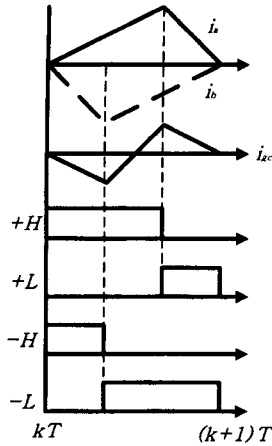


그림 2. 게이트 스위칭에 따른 전류 흐름의 개념도.  
Fig. 2. Concept of the current flow by the gate switching.

PWM을 사용하였다. OCI방식은 출력신호가 0일 때 듀티를 50%으로 하여 출력단을 도통시키고 위상이차가 180°인 두 개의 신호를 입력으로 사용하는 방식이다. 이런 결과로 인해서 서로 반대인 전류가 방향이 반대인 전류에 의해서 출력에 리플이 감소한다. 이러한 결과로 출력전류의 리플 주파수는 각각의 게이트 동작 스위치의 2배가 된다[4]-[8].

그림 1의 플랜트에 OCI방식의 PWM을 게이트 동작에 따른 플랜트의 동작을 아래에 설명한다. 그림 1에서 +H와 -H가 on일 동안은 부하에 흐르는 전류인  $i_{gc}$ 의 방향을 기준으로 볼 때,  $i_{La}$ 는 증가하고,  $i_{Lb}$ 는 감소한다. +H와 -H가 off일 동안은, 반대로  $i_{La}$ 는 감소하고,  $i_{Lb}$ 는 증가한다. 그리고  $i_{La}$ 와  $i_{Lb}$ 는 같은 크기를 가지지만 방향은 반대이므로 두 전류의 합인  $i_{gc}$ 는 듀티를 조절하여 원하는 출력전류를 만들 수 있다.

그림 2는 스위칭에 따른 전류의 흐름에 대한 개념도이다.

III. 플랜트의 모델링

그림 1의 플랜트를 그림 3과 같이 정밀하게 모델링 하였다. 그림 3에서  $R_{on}$ 는 FET의 on 저항이며,  $R_{gc}$ 는 경사 자계 코일의 저항성분이다.  $R_{on}$ 은  $0.2\Omega$ 으로 일반적인 경우에는 무시할 만큼 작으나 FET의 드레인과 소스 사이의 전압이 직류 300V가 걸리므로 on 저항에 의한 전류값을 무시할 수 없다.  $R_{gc}$  또한 부하에 대 전류가 흐르는 시스템이므로 작은 저항성분에도 전압의 변화가 크기 때문에 제어의 정밀성을 위해서  $R_{gc}$ 가 출력에 미치는 영향을 고려하여 모델링하였다. 그림 3에서 전압, 전류 방정식을 구하여서 상태 방정

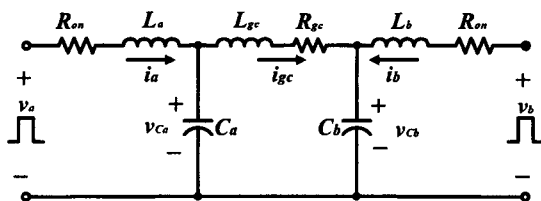


그림 3. 플랜트의 모델링.  
Fig. 3. Modeling of the plant.

식으로 나타내면 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{dv_{ca}}{dt} \\ \frac{dv_{cb}}{dt} \\ \frac{di_{gc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{on}}{L_a} & 0 & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{on}}{L_b} & 0 & -\frac{1}{L_b} & 0 \\ \frac{1}{C_a} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_a} \\ 0 & \frac{1}{C_b} & 0 & 0 & \frac{1}{C_b} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{gc}} & -\frac{1}{L_{gc}} & -\frac{R_{gc}}{L_{gc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ v_{ca} \\ v_{cb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} \quad (1)$$

그리고 대전력 시스템에서 스위칭 소자를 사용하는 인버터의 경우 스위칭에 따른 순간적인 전압강하가 생긴다. 이러한 전압강하를 방지하기 위하여 대용량의 커패시터를 전원부와 병렬로 연결한다. 일반적으로 전원부의 커패시터와 전원의 저항성분으로 이루어진 저역 필터는 저속의 스위칭을 이용하는 시스템에서는 무시할 수 있으나 고속 PWM을 사용하는 시스템에서 출력신호의 정밀도를 높이기 위해서는 전원부의 전압강하에 의한 영향을 무시할 수 없다[4]-[8]. PWM 입력 전압  $V_w$ , 직류 공급 전압  $V_{dc}$ , 직류전원의 저항 성분  $R_s$ , 직류 전원에 병렬로 연결된 커패시터  $C_s$ , 그리고 듀티 D와의 관계는 (2)와 같다.

$$V_a = \frac{V_{dc}}{R_s C_s + 1} \times D \quad (2)$$

PWM 제어 입력신호  $V_{acon}$ 과  $V_a$ 의 관계는 (3)과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} V_{acon} &= 20 \times (D - \frac{1}{2}) \\ &= 20 \times (\frac{V_a}{V_{dc}/(R_s C_s + 1)} - \frac{1}{2}) \end{aligned} \quad (3)$$

OCI방식에 의한 두 개의 PWM 제어 입력신호  $V_{acon}$ 과  $V_{bcon}$ 의 관계는 (4)와 같다.

$$V_{acon} = -V_{bcon} \quad (4)$$

이상의 (1),(2),(3),그리고 (4)를 라플라스 변환을 이용하여서 정리하면 (5)의 전달함수를 구할 수 있다.

$$T(S) = \frac{\frac{V_{dc}/10}{R_s C_s + 1}}{A S^3 + B S^2 + CS + D} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} A &= LCL_{gc} \\ B &= LCR_{gc}R_{on} + C_{L_{gc}} \end{aligned}$$

$$C = R_{on}CR_{gc} + 2L + L_{gc}$$

$$D = 2R_{on} + R_{gc}$$

IV. 모의실험

1. 제어 목표

본 논문의 전류 증폭기는 MRI 시스템에서 이미지를 획득하고자하는 대상을 구성하는 수소양자들이 공명현상을 일으킬 수 있도록 외부자장을 가해주는 역할을 한다. 즉 MRI 장치의 경사 자계 코일에 사다리꼴 형태의 전류를 흘려줌으로서 원하는 자장을 유도할 수 있다. 또한 영상 획득시간을 줄이고 양질의 영상을 획득하기 위해서는 빠른 안정화 시간과 출력의 리플이 적은 것을 요구하고 있다. 표 1은 본 논문에서 목표로 하는 전류 증폭기 출력전류의 사양이다.

다음절에 나올 모의실험 및 실험의 결과를 평가하는 자료로서 표 1을 이용하였다. 그리고 표 2는 본 논문에서 사용한 플랜트의 사양이다.

표 2의 사양에 따라 (5)의 연속시간 전달함수  $T(s)$ 를 zero-order-hold 방식을 이용하여서 이산시간 전달함수  $G_p(z)$ 로 바꾸면 (6)이 된다[8]-[10].

$$G_p(z) = \frac{0.0255z^3 + 0.2298z^2 + 0.1987z + 0.01625}{z^4 - 2.499z^3 + 2.979z^2 - 1.947z + 0.4691} \quad (6)$$

2. 전류 제어

그림 4는 전류 피드백을 이용한 디지털 제어기의 구성도이다. 그림 4에서 입력단의 한 샘플 시간 지연은 A/D 변환기의 속도가 200kHz이고 PWM 주기가 80kHz이므로 A/D 변환

표 1. 출력전류의 사양.

Table 1. Specifications of the current output.

|                              |                     |
|------------------------------|---------------------|
| 최대 출력                        | 300A Peak, ±150A 연속 |
| 최대 출력의 1% 이내로 수렴하는데 걸리는 정착시간 | 50µs 이내             |
| 정상상태에서 리플의 범위                | 정상상태 출력의 ±0.1%      |

표 2. 플랜트의 사양.

Table 2. Specifications of plant.

|                                   |       |        |
|-----------------------------------|-------|--------|
| Sampling Frequency, PWM Frequency | 80kHz |        |
| LC Filter                         | L     | 80 µH  |
|                                   | C     | 3 µF   |
| Gradient Coil                     | Lgc   | 240 µH |
|                                   | Rgc   | 20mΩ   |

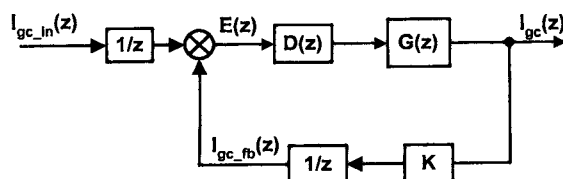


그림 4. 디지털 제어기의 구성도.  
Fig. 4. Block diagram of the digital controller.

시간으로 인한 계산 시간의 손실을 막기 위해서 사용한 것이다. 그리고 피드백 단의 한 샘플 시간 지연은 A/D 변환기의 변환시간 뿐만 아니라 제어 명령에 의한 출력값이 PWM의 한 주기 후에 계산되어지기 때문이다.

그림 4의 구성도에 따라 폐루프 전달함수를 구하면 (7)과 같다.

$$G(z) = \frac{z^{-1}D(z)G_p(z)}{1 + z^{-1}D(z)G_p(z)} \quad (7)$$

$$D(z) = \left( K_p + \frac{K_i T_s}{1 - z^{-1}} \right) z^{-1}$$

(7)의 PI제어기  $D(z)$ 에 한 샘플 시간지연을 둔 것은 디지털 신호 처리기에서 필요로 하는 연산시간을 고려하여서, 제어신호를 PWM의 한 주기가 시작하는 시간에 내보내기 위한 것이다.

(7)의 폐루프 전달함수에서  $K_p$ 를 1.2로 고정하고  $K_i$ 를 변화시키면서 극점과 영점을 표시하면 그림 5와 같다. 그림 5의 근의 궤적을 나타낸 그림에서 시스템의 안정화 조건은  $100 < K_i < 30000$ 일 때이다. 제어 계수의 안정화 범위 내에서 표 1의 사양에 맞는 계수를 구하기 위해서  $K_i$ 를 변화시켜가면서 출력을 살펴보면  $K_p=1.2, K_i=650$ 일 때 가장 좋은 응답을 보인다.

그림 6은  $K_p=1.2, K_i=650$ 일 때 모의실험 결과이다. 모의 실험 결과, 출력의 리플은 거의 없으나 3.74%의 오버슈트가 관측되었다. MRI 시스템에서는 앞서 언급한 바와 같이 오버슈트의 크기는 영상 입력시간과 관련하여 중요하다. 즉 출력의 오버슈트에 의해서 최대 출력에 1% 이내로 수렴하는데 걸리는 정착시간이 75µs로 관측되므로 오버슈트를 줄여서 정착시간을 좀더 짧게 할 필요가 있다.

3. 전압 제어

전류성분만을 이용하여 제어를 할 경우 계산되어진 플랜트 입력신호  $V_a, V_b$ 는 실제로 플랜트로 입력되는  $V_a, V_b$ 와

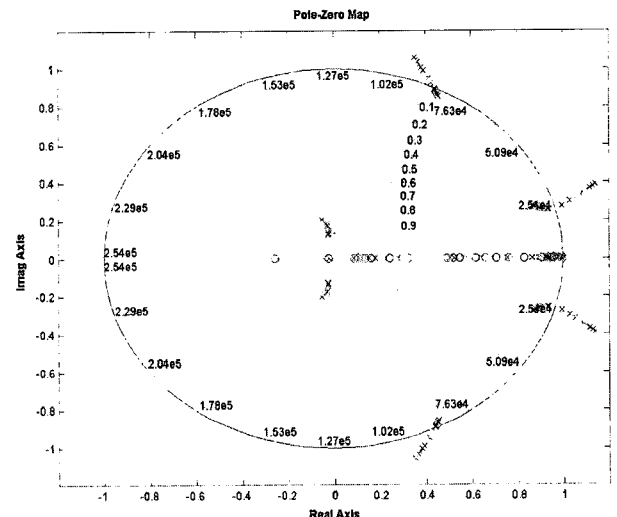


그림 5. PI 제어기의 근의 궤적.  
Fig. 5. Root locus of the PI controller.

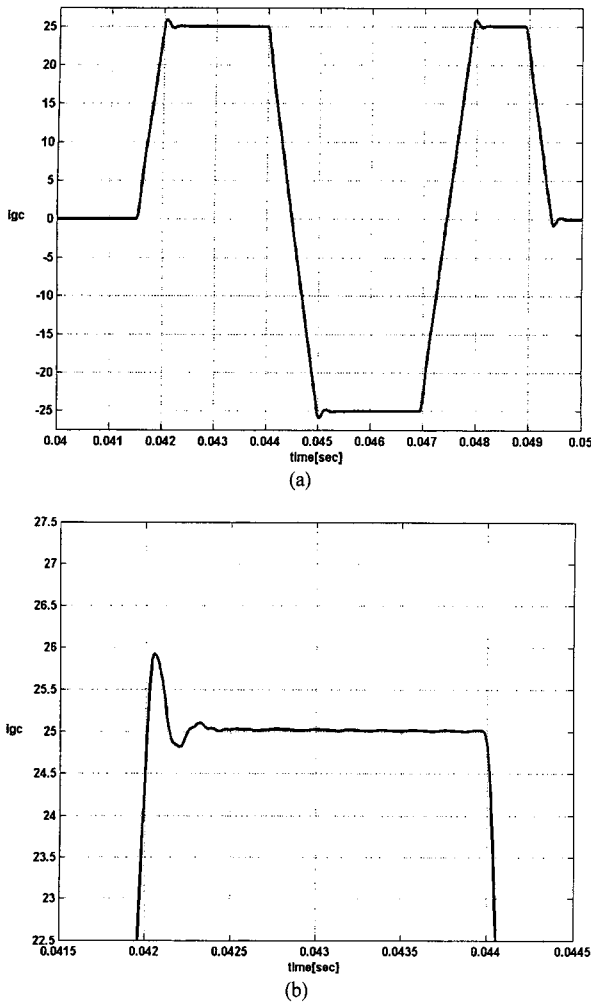


그림 6. (a) PI 제어기의 전류 출력 파형, (b) 확대한 전류 파형.  
 Fig. 6. (a) Current output waveform of PI controller, (b) Enlargement of waveform.

는 순간적인 스위칭에 따른 전원부의 전압강하로 인해 오차가 생기게 된다. 저속의 경우 오차는 무시할 수 있으나 본 논문에서는 고속의 PWM을 사용하므로 이를 고려하여 제어한다. 또한, 부하의 전류는 두 개의 큰 전류  $i_a, i_b$ 의 합으로 이루어지지만  $C_a, C_b$ 로 흐르는 전류에 의한 영향도 무시할 수 없다. 본 논문에서 사용한 OCI 방식의 PWM은 입력신호와 크기는 같고 부호가 반대인 두 신호로 양쪽 게이트 입력 신호 제어하기 때문에  $C_a, C_b$ 의 불일치로 인한 오차를 보정할 수가 없다[7][8]. 따라서 본 논문에서는 이러한 오차를 줄여 제어의 정밀성을 높이기 위하여 전압 제어기를 추가하였다.

그림 7은 전압 제어기를 추가한 PI 제어 시스템이다. 그림 7을 간단히 설명하면, 먼저 전류 명령신호와 부하 전류의 피드백 신호의 차를 제어기 입력으로 하고 이 제어기의 출력은 전압신호가 된다. 이렇게 만들어진 제어신호와  $C_a, C_b$ 에 걸리는 전압  $V_{ca}, V_{cb}$ 의 피드백 신호와의 오차를 구하고 전압부의 PI 제어기 입력으로 들어가게 된다. 그리고 계산되어진 전압 제어신호는 다시 전류 제어신호와 더해져서 PWM 입력신호로 들어가게 된다. 이렇게 함으로써 전원부

의 전압강하에 의한 오차를 보정할 수가 있다. 전류 제어기  $D_i(z)$ 와 전압 제어기  $D_v(z)$ 를 (8)에 나타내었다.

$$D_i(z) = \left( K_p + \frac{K_i T_s}{1 - z^{-1}} \right) z^{-1}$$

$$D_v(z) = \left( K_{pv} + \frac{K_{iv} T_s}{1 - z^{-1}} \right)$$
(8)

그리고 전류 피드백 계수는  $K_{ifb}=0.2, K_{vfb}=15/215$ , 그리고  $K_{vfb2}=15/430$ 이다.

제시한 제어기의 성능의 검증을 위해서 MATLAB™과 C언어를 이용하여서 모의실험을 하고 그 결과를 그림 8에 나타내었다. 그림 8의 출력을 보면 0.4%의 오버슈트를 가지고  $20\mu s$ 의 정착시간이 관측되었으므로 전압제어기를 추가하여 출력의 성능이 향상되었다. 그리고 모의실험에서 사용한 제어이득은  $K_p=1.0, K_i=295, K_{pv}=0.035$ , 그리고  $K_{iv}=375$ 이다.

다음 장에서는 모의실험에서 사용한 제어기를 이용하여서 실험을 하고 이를 통해서 결과를 검증한다.

V. 실험 및 결과

본 논문에서 구현한 디지털 제어 시스템은 제어 알고리즘을 연산하는 제어부, 피드백 되어 들어오는 신호를 받는 피드백회로, 그리고 PWM 신호를 만들어내는 PWM부로 구성된다. 제어부는 빠르고 정밀한 연산을 위해 32bit 부동소수점 연산기능을 가진 TMS320C32-60을 사용하였다. 디지털 신호 처리기에서 계산되어진 제어 신호는 PWM으로 입력되고, 제어 신호 입력에 따라 만들어진 PWM 펄스는 스위칭 소자 입력으로 전달되어 플랜트에 전류를 흐르게 한다. 피드백 회로는 피드백 전류와 전압을 입력받기 위해서 6개의 A/D변환기를 사용하였다. 또한, 시스템의 보호를 위하여 비정상적인 출력전류를 감지하여서 PWM 출력을 차단해주는 보호 회로가 필요하다. 이 보호 회로는 과전류가 흐르는 즉시 반응하여야 하므로 인터럽트 방식을 사용하여 소프트웨어로 구현하면 시간 지연이 생기게 되므로 보호 회로는 하드웨어 방식으로 구현하였다.

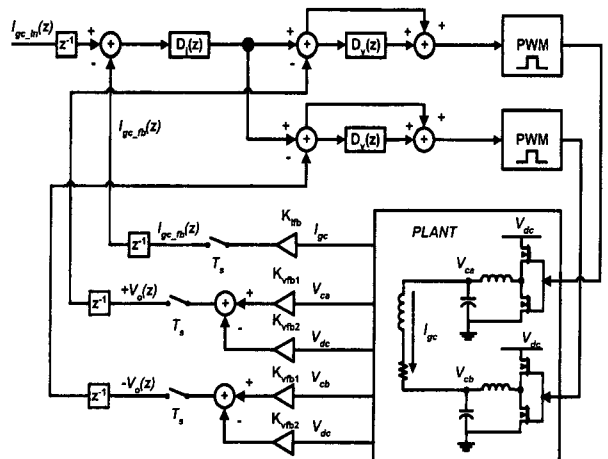
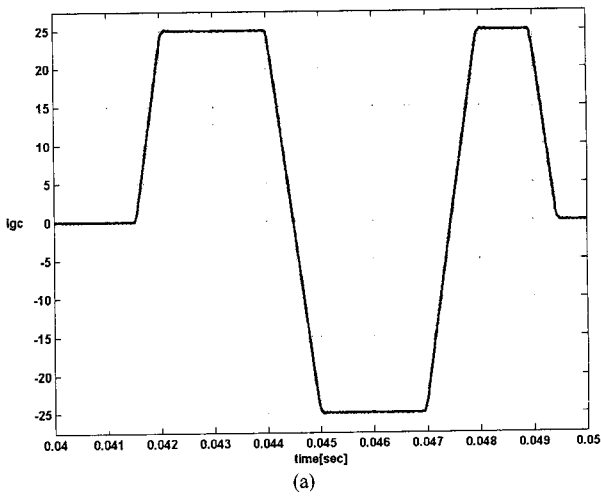
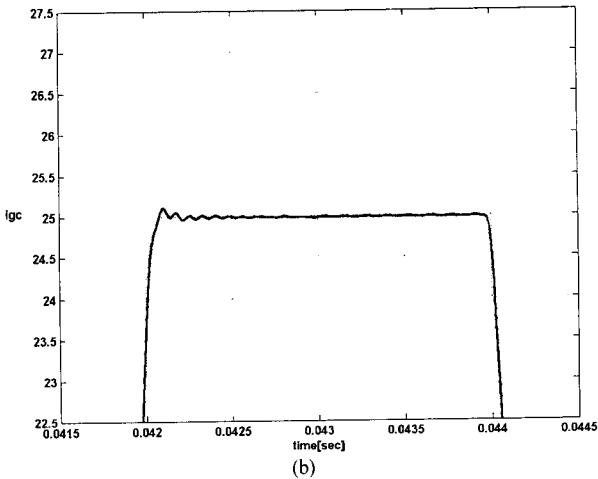


그림 7. 전압 제어기를 추가한 디지털 PI 제어 시스템.  
 Fig. 7. Digital PI control system with voltage controller.



(a)



(b)

그림 8. (a) 전압 제어를 추가한 PI 제어기의 전류 출력 파형, (b) 확대한 전류 파형.  
Fig. 8. (a) Current output waveform of PI controller with voltage controller, (b) Enlargement of waveform.

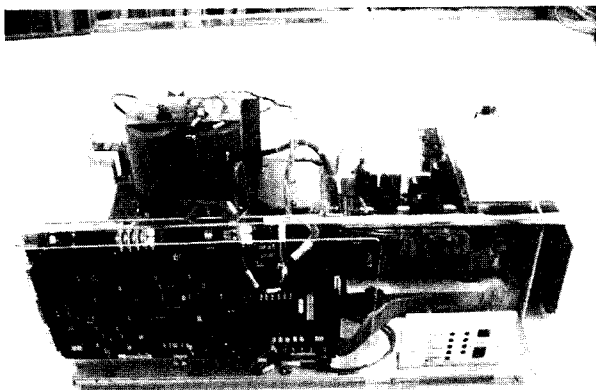
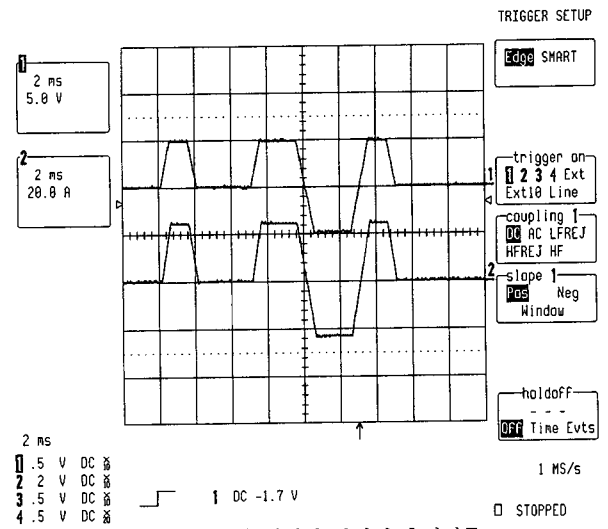
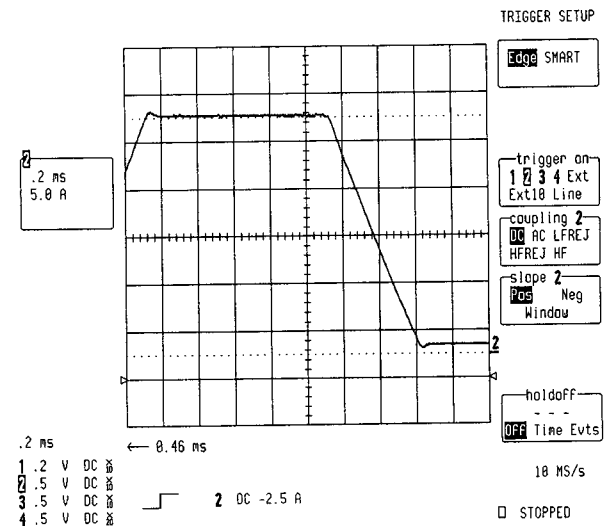


그림 9. 실험 장비.  
Fig. 9. Experimental equipment.

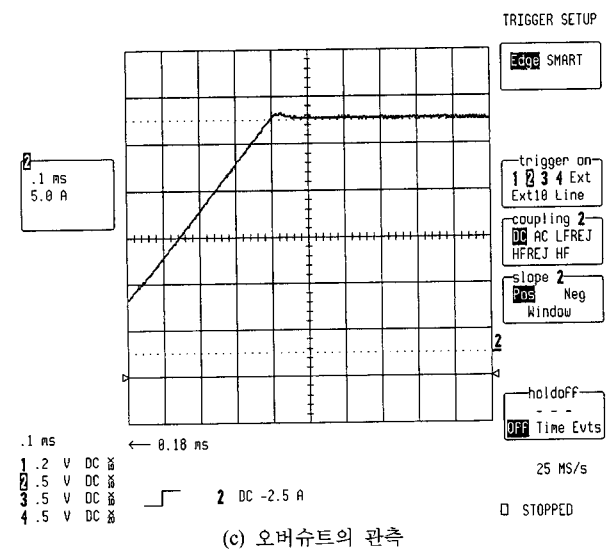
MRI 시스템에 사용하는 PWM 전류 증폭기는 동일한 5개의 제어 모듈을 병렬로 연결하여 사용한다. 실험을 위해서 그림 9의 제어 모듈을 시제품으로 제작하여 실험을 하였다. 그림 10의 디지털 PI 제어 실험결과에서는 약 3.5%의 오



(a) 전류 명령 입력과 부하의 출력전류



(b) 출력전류의 확대



(c) 오버슈트의 관측

그림 10. 디지털 PI 제어 시스템의 출력.  
Fig. 10. Output of the digital PI control system.

버슈트가 관측되고 정상상태 값의 1% 이내로 수렴하기까지 걸리는 시간은 80 $\mu$ s로 관측되었다. 그리고 실험에 사용

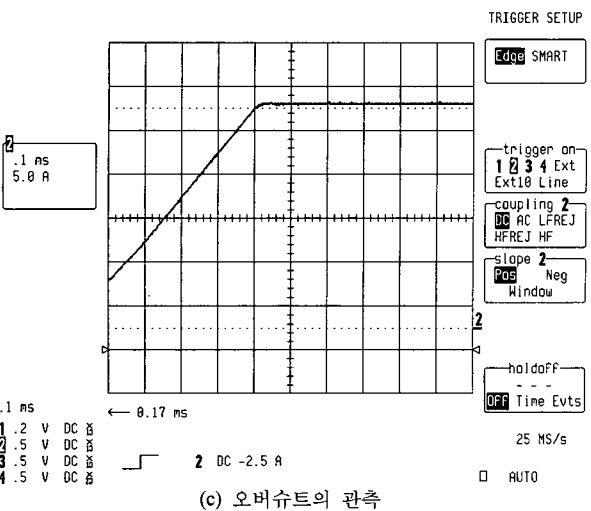
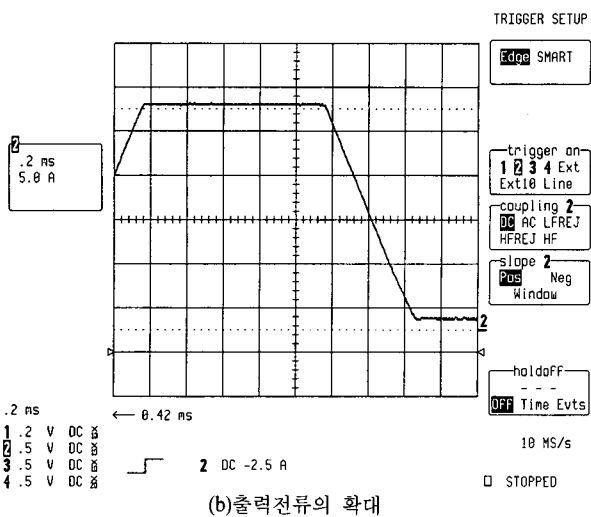
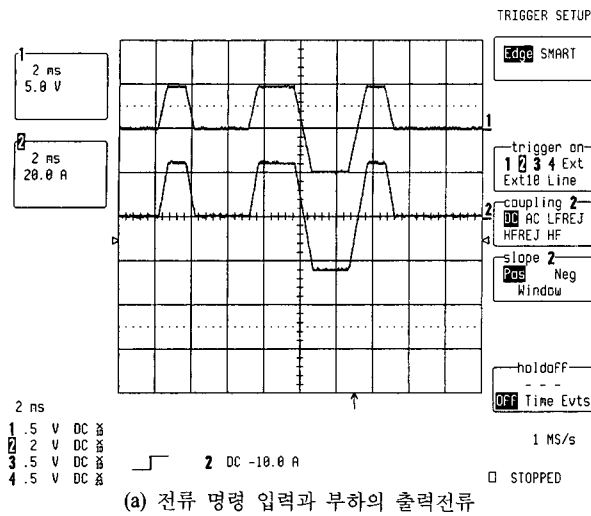


그림 11. 전압 제어기를 추가한 디지털 PI 제어시스템의 출력.  
Fig. 11. Output of the digital PI control system with voltage controller.

한 전류 제어기의 이득은  $K_p=1.2$ ,  $K_i=650$ 이다.

그림 11의 응답은 오버슈트는 없으나  $25\mu s$ 의 시간지연이 관측된다. 그러나  $25\mu s$ 의 시간지연은 제어 목표를 만족하

로 본 논문에서 설계한 제어기는 앞의 실험 결과와 비교하여 성능이 우수하다. 그리고 실험에 사용한 제어기의 제어 이득은 각각  $K_p=1.025$ ,  $K_i=327.5$ 이고, 전압 제어기의 이득은 각각  $K_{pv}=0.035$ ,  $K_{iv}=364.58$ 이다.

### VI. 결론

본 논문에서는 PWM 전류증폭기의 제어회로를 디지털 신호처리를 이용하여 구현하였고, MRI 시스템에서 요구하는 전류 출력의 성능을 향상시키기 위하여 전압 제어기를 추가한 PI 제어기를 설계하였다. 전압 제어기를 추가하여 게이트 스위칭에 따른 직류 입력 전원의 변동에 대한 오차와 구형파 신호의 고조파를 제거하는 좌우 LC필터의 커패시터로 흐르는 전류로 인한 오차를 보정하여 출력의 안정화 시간을 빠르게 제어할 수 있었다.

그리고 PWM 전류증폭기의 플랜트를 모델링하고, MATLAB과 C 언어를 이용한 모의실험을 하였다. 모의실험 결과 출력의 안정화 시간을 빠르게 할 수 있었고, 출력의 리플을 제어 목표 이내로 만족시킬 수 있었다. 그리고 시제품을 제작하여 출력의 응답 특성을 분석함으로써 본 논문에서 제시한 제어기의 타당성과 우수성을 입증하였다. 향후 본 논문에서의 결과를 바탕으로 디지털 제어기를 MRI 시스템뿐만 아니라 초전도 자기 에너지 저장장치, 방사성 가속기 등의 강자장 발생용 시스템에 사용할 수 있도록 범용성을 향상시킨다면 산업적으로 상당히 유용할 것으로 기대된다.

### 참고문헌

- [1] Muhammad H. Rashid, "Power electronics : circuits, devices, and applications," Prentice-Hall Inc., 1987.
- [2] L. J. Penkowski and K. E. Pruzinsky, "Fundamentals of a pulse width modulated power circuit," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 1A-8, pp. 584-593, Sept.-Oct., 1972.
- [3] Dorato P. and Levis A. H., "Optimal discretization fo contriuous data control systems," *IFAC Automatica*, vol. 9, no. 1, pp. 795-802, 1973.
- [4] H. Fukuda and M. Nakaoka, "State-vector feedback 100kHz carrier pwm power amplicier for high-precision magnetic-field current pattern tracking," *Proceedings of the IECON*, pp. 1105-1110, 1993.
- [5] S. Watanabe, P. Boyagoda, M. Nakaoka, and H. Takano, "Advanced digital control scheme of a paralleled bridge type current traking high power conversion amplifier for magnetic resonance imaging," *Proceedings*, vol. 1, pp. 513-518, 1997.
- [6] H. Takano, S. Watanabe, and M. Nakaoka, "Multiple-bridge PWM current-regulated power amplifier for magnetic resonance imaging system and its feasible digital control implementation," *Proceedings, The 25th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 785-790, 1999.
- [7] S. Watanabe, P. Boyagoda, H. Fukuda, F. Takano, and M. Nakaoka, "DSP-based high precision current tracking control of gradient coil in two-paralleled pwm amplifiers for mri systems," *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, vol. 1, pp. 916

-921, 1998.

- [8] 허현구, 백광렬, "고속 PWM을 이용한 MRI용 전원의 디지털 제어 알고리즘에 관한 연구," 제어·자동화·시스템 공학회 논문지, vol. 6, no. 3, pp. 235-240, 3, 2000.

- [9] Katsuhiko Ogata, "Discrete-time control systems," Prentice-Hall Internal Editions, 1987.

- [10] C. Phillips, H. Troy Nagle, "Digital control system analysis and design," Prentice-Hall Internal Editions, 1995.



#### 고 덕 화

1998년 2월 부산대학교 전자공학과 졸업. 동대학원 석사(2000년). 2000년~현재 동대학 박사과정. 관심분야는 전력전자, 디지털 신호 처리기 응용.

#### 백 광 렬

제어·자동화·시스템 논문지, 제5권, 제1호, 참조.