

고속 PWM을 이용한 MRI용 전원의 디지털 제어 알고리즘에 관한 연구

A Study on the Digital-Control Algorithm of a High-Speed PWM Power System for MRI System

허현구, 백광렬
(Hyun-Gu Heo and Kwang-Ryul Back)

Abstract : In this paper, a digital control algorithm of a power system using a high-speed PWM for a MRI system is proposed. The MRI system requires an elaborate ladder-shaped current source. And the load of current source is the inductance with resistance. For the inductive load, a voltage output of the power system has high frequency components. Therefore, this system requires high-speed PWM above 80KHz. A high speed PWM control algorithm which satisfies those conditions is designed. Finally, the performance of proposed control algorithm is shown by simulation.

Keywords : high speed PWM control, MRI power system

I. 서론

MRI(Magnetic Resonance Imaging)에서 경사 자계 코일구동용 전원으로 사용되는 전류 전원 공급 장치는 요구되는 전류 및 전압의 특성이 매우 까다롭다. MRI용 전원은 사다리꼴 형태의 전류 파형을 요구하며, 전류 전원의 부하인 MRI 시스템의 코일은 약간의 저항과 인덕턴스로 구성되어 있다. 그러므로 전원장치의 출력 전압은 전류의 변화율에 비례하므로 출력 전압은 높은 주파수 성분을 지니게 된다. 이를 위하여 고속의 PWM이 필요하다. 반일, 낮은 샘플링 주파수로 샘플링할 경우, 높은 대역의 주파수 성분이 부하에 나타나지 않아 부하의 출력에 찌그러짐이 발생하게 된다. 따라서, 고속 PWM제어를 통하여 부하의 전압 및 전류의 주파수 특성을 향상시킬 필요가 있다. 현재는 MRI를 위한 전원 공급 장치 대부분이 아날로그 시스템으로 제작되어 사용되고 있다. 기존의 아날로그 제어방식은 제어부 회로가 복잡하며 제어부 회로가 큰 부피를 차지하므로 제작 및 보수가 용이하지 않다. MRI의 전류 전원 공급 장치를 디지털로 구현하면, 제어부 회로가 간단해지고 부피도 줄일 수 있으므로 제작이 용이하며 일정 범위 내에서 제어부 회로를 다시 제작하지 않고 소프트웨어의 개선만으로 제어기의 성능을 개선할 수 있는 이점이 있다. 이런 이유로 디지털 제어를 필요로 한다.

본 논문에서는 이를 디지털화 하기 위한 알고리즘을 제안하고, 컴퓨터 모의 실험을 통하여 성능을 확인하였다. 모의 실험은 LabVIEW를 이용하였으며, 모의 실험의 결과를 통하여 결론을 도출하였다.

II. 플랜트의 모델링

그림 1에서 보듯이, 플랜트는 V_{dk} 직류전압, IGBT

(Insulated Gate Bipolar Transistor), LC 필터, 그리고 부하로 4가지 부분으로 구성되어 있다. V_{dk} 의 직류 전압이 IGBT소자에 공급되며, PWM의 출력이 IGBT를 제어하여 구형파 형태의 전압을 LC 필터에 공급하게 된다. LC 필터는 IGBT 출력 전압인 구형파의 고조파를 흡수하고 기본 파만을 부하에 공급하기 위해 사용되어 진다.

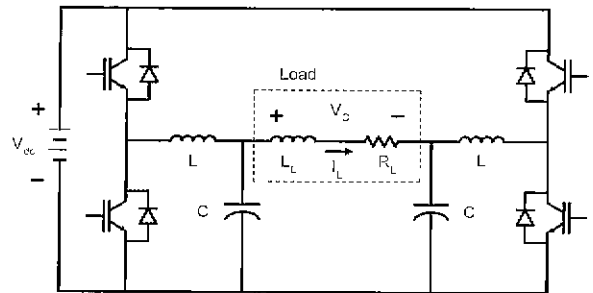


그림 1. 인버터의 플랜트.

Fig. 1. The plant of inverter.

그림 1과 같이 구성되어진 플랜트를 그림 2와 같이 모델링 하였다[1]. R_s 는 IGBT가 도통시에 갖게 되는 작은 저항성이다. 작은 저항성이라도 고 전류가 흐르는 플랜트에서는 영향을 미치게 되므로, 이를 고려하였다.

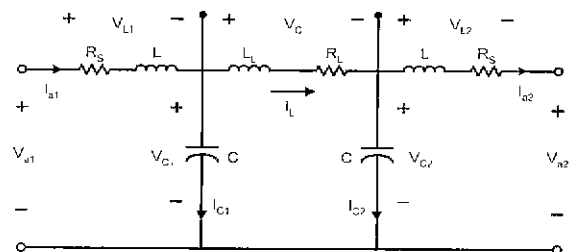


그림 2 플랜트의 모델링.

Fig. 2 The modelling of plant.

그림 2의 플랜트 모델링을 통하여 전압, 전류 방정식을 구해낼 수 있다. 이 방정식을 상태 방정식으로 나타내면 (1)과 같다[2].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{a1} = \frac{1}{L} (V_{a1} - V_{C1} - R_S \cdot I_{a1}) \\ \frac{d}{dt} V_{C1} = \frac{1}{C} (I_{a1} - I_L) \\ \frac{d}{dt} I_L = \frac{1}{L_L} (V_{C1} - V_{C2} - R_L \cdot I_L) \\ \frac{d}{dt} V_{C2} = \frac{1}{C} (I_L - I_{a2}) \\ \frac{d}{dt} I_{a2} = \frac{1}{L} (V_{C2} - V_{a2} - R_S \cdot I_{a2}) \end{cases} \quad (1)$$

이와 같이 해석되어진 (1)을 미분 방정식의 수치해석 방법인 3차 Runge-Kutta 방법에 적용하여 모의 실험을 위한 플랜트의 모델링을 구현하였다[3].

III. PWM의 모델링

PWM에는 여러 가지 종류가 있는데, 스위칭 형태에 따라서 unipolar switching과 bipolar switching으로 나누어 볼 수 있다. 본 논문에서는 unipolar switching의 형태를 사용하였다[4][5].

그림 3은 unipolar switching PWM의 원리를 설명하고 있다. 그림 3의 (a)에서 보듯이 플랜트의 좌우측 LC 필터의 입력 역할을 하는 IGBT를 각각 제어하기 위하여 2개의 PWM 입력신호(V_{a1} , V_{a2})가 있다.

이 2개의 신호는 PWM내의 삼각파와 자기 비교되어지며, (2)의 조건에 의하여 2개의 PWM 출력을 만들게 된다.

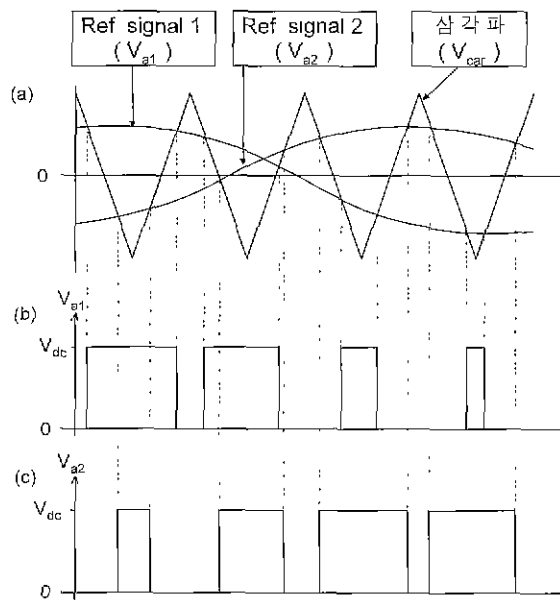


그림 3. 단방향 스위칭 PWM
Fig. 3. The unipolar switching PWM.

이 PWM 출력에 의하여 좌우측 IGBT를 제어하게 된다. 그림 3의 (b)는 플랜트의 좌측 IGBT의 출력으로 좌측 LC 필터의 입력 신호이며, 그림 3의 (c)는 플랜트의 플랜

트의 우측 IGBT의 출력으로 우측 입력이다.

$$\begin{aligned} V_{a1}^*, V_{a2}^* > V_{cm} &: V_{a1}, V_{a2} = +V_{dc} \\ V_{a1}^*, V_{a2}^* < V_{cm} &: V_{a1}, V_{a2} = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

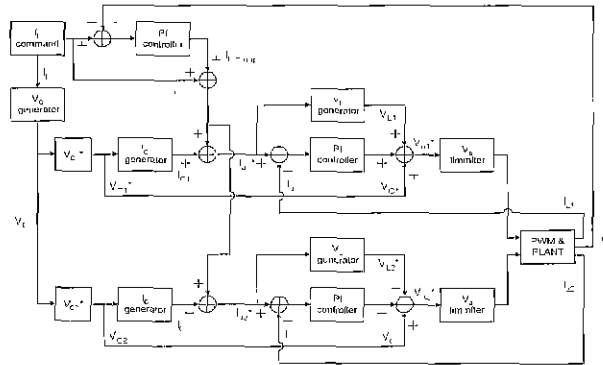


그림 4. 제안된 제어 알고리즘의 블록 다이어그램.
Fig. 4. The block diagram of proposed control algorithm.

IV. 제안된 제어 알고리즘

그림 4는 제안된 제어 알고리즘의 상세한 블록 다이어그램이며, 그림 4를 바탕으로 제어기의 제어방식을 설명하기로 한다. 부하 전류 명령 신호(I_L^*)에 의하여 부하 전압을 계산하고, 이를 이용하여 LC 필터의 커패시터의 전압 신호(V_{C1}^* , V_{C2}^*)와 전류 신호(I_{L1} , I_{L2}^*)를 계산한다. 또한, 제한된 부하 전류(I_L)와 부하 전류 명령 신호의 차가 PI 제어기를 거쳐 부하 전류 보상 신호($I_{L,comp}$)를 만든 후, 부하 전류 명령 신호와 부하 전류 보상 신호, 그리고 커패시터의 전류 신호를 합하여 LC 필터의 인덕터에 흐르는 전류 신호(I_{a1}^* , I_{a2}^*)와 전압 신호(V_{L1}^* , V_{L2}^*)를 계산해 낸다. 이어, I_{a1}^* , I_{a2}^* 와 제한된 I_{a1} , I_{a2} 의 차가 PI 제어기를 거쳐 V_{a1}^* , V_{a2}^* 를 만든 후, 부하 전압 명령 신호와 LC 필터의 인덕터 전압 신호와 보상 신호를 합하여 그림 2의 LC 필터 입력인 V_{a1} , V_{a2} 에 대한 명령 신호(V_{a1}^* , V_{a2}^*)를 만든다. 이렇게 만들어진 V_{a1}^* , V_{a2}^* 신호는 PWM의 기준 신호로 입력되며, PWM의 출력이 IGBT의 게이트에 입력되어 플랜트가 제어된다.

1. 부하 전류 명령 신호 (I_L^*)

I_L^* 는 플랜트의 부하 전류를 제어하기 위한 부하 전류의 명령 신호이다. 부하 전류가 작은 전류에서 대 전류로 급변할 경우, LC 필터의 인덕터로 기인한 큰 전압이 커패시터에 유도되어 플랜트가 파손되거나 플랜트의 부하 전류(I_L)가 큰 오버슈트를 가짐으로서 제어가 곤란해질 수 있다. 따라서, 부하 전류 명령 신호를 한 샘플마다 증가 또는 감소할 수 있는 폭을 제한시킴으로써, slew rate를 제한하여 부하 전류의 안정화를 이루도록 하였다. (3)은 전류의 slew rate에 대한 식이다.

$$SR = \frac{d}{dt} I_L^* = \frac{I}{dt} \quad (3)$$

2. V_C^* 발생기

플랜트를 고려해 볼 때, V_C^* 발생기의 식을 (4)와 같이 유도할 수 있다.

$$V_C^* = R_L \cdot I_L^* + L_L \frac{d}{dt} I_L^* \quad (4)$$

(4)에서 미분으로 나타난 부분은 수치해석 미분 기법중 central difference approximation을 사용하여 구현하였으며, 이는 (5)과 같다[3].

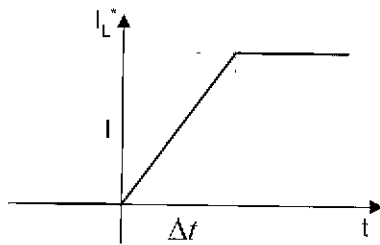


그림 5. 전류의 slew rate

Fig. 5 The slew rate of current.

$$f_i' = \frac{f_{i-1} - f_{i-1}}{2T} + E \quad (5)$$

$$E \approx -\frac{T^2}{6} f_i''$$

(5)에서 T는 샘플링 주기이며, E는 central difference approximation을 사용하였을 때, 발생하는 오차이다. V_C^* 발생기는 현재를 기준으로 1 샘플 미래의 I_L^* 전류 신호를 요구하는데, 이는 미래의 부하 전류 명령 신호를 사용하여도 제어는 현재를 기준으로 이루어지므로 전체 지연이 있는 뿐 다른 영향이 없다. 이를 사용하면 수치해석 방법의 정밀성을 높일 수 있다. 이어서, 부하 전압 명령 신호에 의하여 LC 필터의 커패시터 전압(V_{C1}^* , V_{C2}^*)이 계산되어야 한다. 이를 위해 다음 사항을 고려하여 (6), (7), (8)을 세울 수 있다.

1. 임의의 전압을 기준으로 V_{C1} 과 V_{C2} 가 대칭을 이룬다
2. PWM의 기준 신호가 0V일 때, PWM 출력의 duty 비가 50%이다.

$$V_C^* = V_{C1}^* - V_{C2}^* \quad (6)$$

$$V_C^* = 2 \cdot V_{C1}^* = -2 \cdot V_{C2}^* \quad (7)$$

$$V_{C1}^* = \frac{1}{2} V_C^*, \quad V_{C2}^* = -\frac{1}{2} V_C^* \quad (8)$$

3. I_C^* 발생기

I_C^* 발생기는 V_C^* 발생기에서 출력된 V_{C1}^* , V_{C2}^* 에 의하여 LC 필터의 커패시터 전류 신호를 만드는 부분이다. 플랜트를 참고하여 (9)가 됨을 알 수 있다.

$$I_C^* = C \frac{d}{dt} V_C^* \quad (9)$$

(9)는 수치해석 미분 기법중 backward difference approximation을 사용하였으며, 이는 아래의 (10)과 같다[3]

$$f_i' = \frac{3f_i - 4f_{i-1} + f_{i-2}}{2T} + E \quad (10)$$

$$E \approx \frac{T^2}{3} f_i''$$

(10)에서 T는 샘플링 주기이며, E는 backward difference approximation을 사용시 생기는 오차이다.

4. V_L^* 발생기

V_L^* 발생기는 플랜트 LC 필터의 인덕터에 흐를 전류 (I_a^*)를 구한 후, 이를 이용하여 플랜트 LC 필터의 인덕터에 걸리는 전압을 계산해 내는 부분이다.

먼저, (11)과 (12)를 통하여 I_a^* 를 구할 수 있다.

$$I_{a1}^* = I_{C1}^* + I_L^* + I_{L\ comp} \quad (11)$$

$$I_{a2}^* = I_L^* + I_{L\ comp} - I_{C2}^* \quad (12)$$

이를 이용하여 플랜트 LC 필터의 인덕터에 걸리는 전압은 (13)을 이용하여 구할 수 있다.

$$V_L^* = R_S \cdot I_a^* + L \frac{d}{dt} I_a^* \quad (13)$$

(13)은 수치해석 미분 기법중 Backward difference approximation을 사용하였다.

5. V_a^* 제한기

V_a^* 라는 신호는 플랜트의 IGBT 게이트를 제어하기 위하여 PWM의 삼각파와 비교되어지는 신호이다. 즉, V_a^* 신호에 의해서 플랜트가 제어된다고 볼 수 있다. 그러나, 만일 두 개의 LC 필터 커패시터 전압이 그림 9의 (a)와 같이 급변할 경우, 플랜트의 특성상 커패시터에는 큰 전압이 걸리거나 발전해 버릴 염려가 있다. 그러므로, 그림 9의 (b)와 같이 V_a^* 신호를 한 샘플마다 증가 또는 감소할 수 있는 전압의 크기를 제한시켜, 다소의 지연이 발생하더라도 미연에 큰 오버슈트나 발전을 방지하여 안정된 출력을 얻기 위하여 V_a^* 제한기를 사용하였다.

V. 모의 실험

고속 PWM 제어의 필요성을 증명하기 위하여 PWM 주파수에 따른 응답특성을 표 1과 같은 조건에서 LabVIEW를 이용하여 모의 실험 하였다

표 1에서 40KHz와 80KHz일 때의 모의 실험 조건이 다를 수 있다. 기존의 아날로그 제어방식의 인버터가 81KHz의 PWM 주파수를 사용하고 있다. 이와의 비교를 위하여 본 모의실험에서는 80KHz와 40KHz를 이용하였다. 그 외의 LC 필터의 인덕터와 커패시터의 값은 샘플링 주파수에 따라 공진이 이루어지도록 값을 정하였으며, 부하는 두 모의 실험의 비교를 위하여 동일하게 사용하였다. 그리고, 나머지 모의 실험 조건들은 각각의 샘플링 주파수에서 좋은 출력 신호를 갖도록 여러 조건들을 정하였기에

조건이 다른 것이다 전류의 크기 (200A) 및 모양은 실제 사용되는 기준 신호를 사용하였다

표 1. 모의 실험을 위한 조건
Table 1. The specifications for the simulation.

PWM freq.		40KHz일 때	80KHz 일 때
Vdc		300V	300V
Vcar		152V	158V
PWM resolution		2000	2000
LC filter	L	19 μ H	10 μ H
	C	33 μ F	16 μ F
	RS	0.0537 Ω	0.0537 Ω
부하	LL	494 μ H	494 μ H
	RL	0.163 Ω	0.163 Ω
IL측 PI 제어기	P gain	6	15
	I gain	1000	10000
VL측 PI 제어기	P gain	0.65	0.65
	I gain	1000	10000

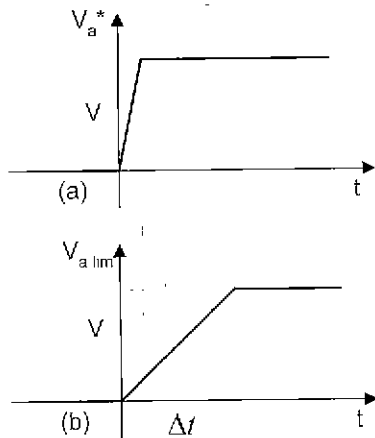


그림 6 V_a^* 제한기.
Fig. 6 V_a^* limiter.

그림 7부터 12까지는 40KHz로 샘플링한 경우의 응답이며, 그림 13부터 18까지는 80KHz로 샘플링한 경우의 응답이다 참고로, 두 모의 실험의 부하 전류 명령 신호는 동일하다.

모의 실험 결과를 살펴보면, 우선 부하 전압을 비교해 보면, 40KHz로 샘플링한 경우의 부하 전압은 상당한 진동이 존재하며, 시각적으로도 명령 신호와 상당한 오차를 내고 있음을 알 수 있다(그림 11과 12). 반면 80KHz로 샘플링한 경우의 부하 전압은 다소 오차는 있지만, 40KHz로 샘플링한 경우의 부하 전압보다 더 안정되어 진동현상이 적다(그림 17과 18). 이어시 부하에 흐르는 전류를 비교해 보면, 40KHz로 샘플링한 경우의 부하 전류(그림 8과 9)는 부하 전압의 진동과 큰 오차로 인하여 80KHz

로 샘플링한 경우의 부하 전류(그림 14의 15)보다 큰 오차를 가지며, 수렴성도 떨어짐을 볼 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 고속 PWM을 이용하여 의료 장비인 MRI의 전원장치에 적용하기 위한 전류 제어 알고리즘을 개발하였다. 이를 수치해석으로 구현된 플랜트에 적용하였

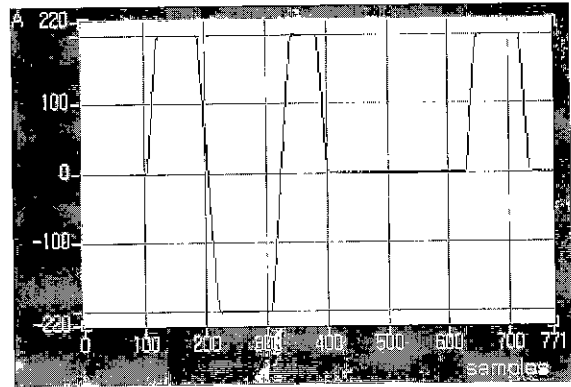


그림 7. 부하 전류 명령 신호.
Fig 7 The command signal of load current

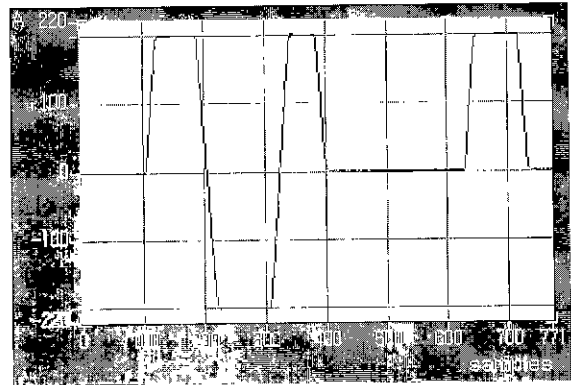


그림 8. 10KHz로 샘플링시 부하 전류.
Fig 8. The load current when sampling freq is 40KHz.

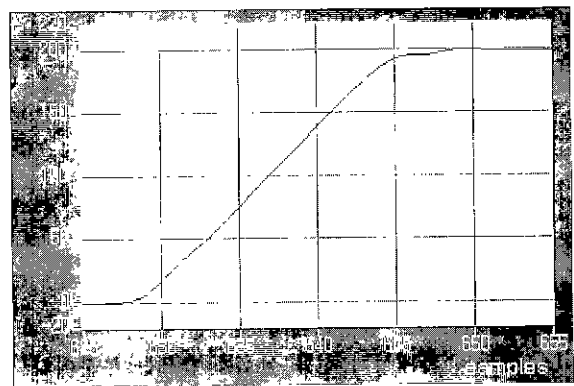


그림 9 40KHz로 샘플링시 부하 전류의 확대.
Fig. 9 Magnification of when sampling freq. is 40KHz.

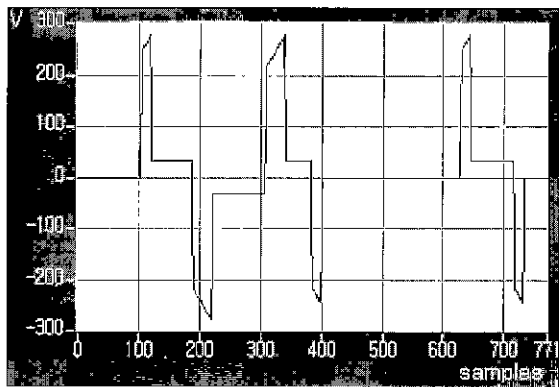


그림 10. 부하 전압 명령 신호.
Fig. 10. The command signal of load voltage

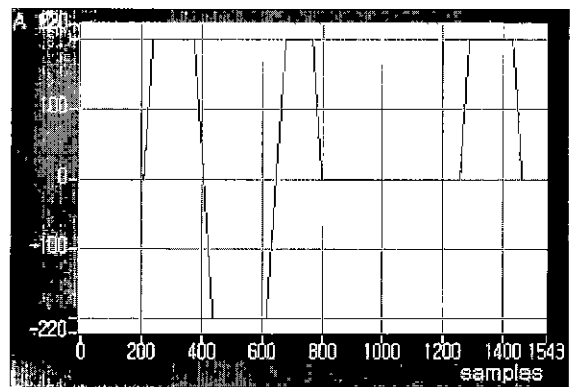


그림 13. 부하 전류 명령 신호.
Fig. 13. The command signal of load current



그림 11. 40KHz로 샘플링시 부하 전압
Fig. 11 The load voltage when sampling freq. is 40KHz.

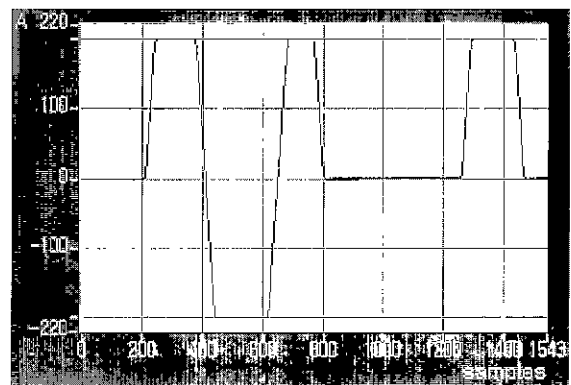


그림 14 80KHz로 샘플링시 부하 전류
Fig. 14 The load current when sampling freq. is 80KHz

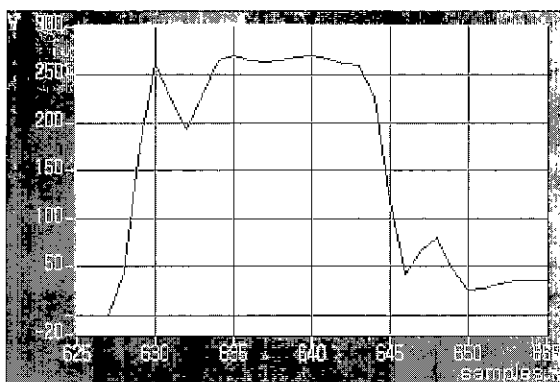


그림 12. 40KHz로 샘플링시 부하 전압의 확대.
Fig. 12 Magnification the when sampling freq. is 40KHz

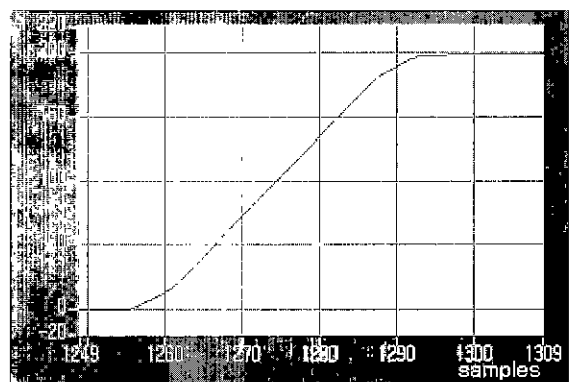


그림 15. 80KHz로 샘플링시 부하 전류의 확대.
Fig. 15. Magnification of when sampling freq is 80KHz

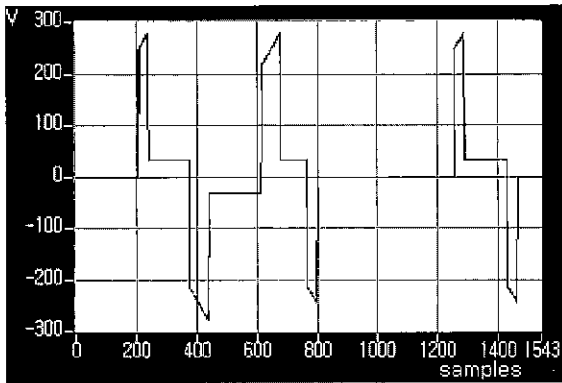


그림 16 부하 전압 명령 신호.
Fig. 16. The command signal of load voltage.



그림 18 80KHz로 샘플링시 부하 전압의 확대.
Fig. 18. Magnification the when sampling freq is 80KHz

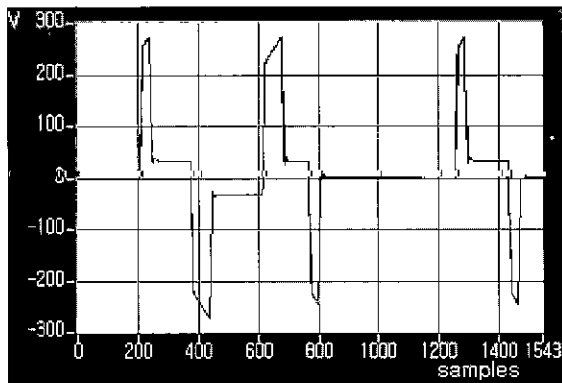


그림 17. 80KHz로 샘플링시 부하 전압.
Fig. 17. The load voltage when sampling freq. is 80KHz.

으며, PWM 제어시 샘플링 주파수에 따른 성능을 모의 실험으로 비교하였다.

먼저 제안된 알고리즘에 의하여 플랜트의 부하 전류가 높은 주파수 성분을 포함한 부하 전류 명령 신호와 큰 오차 없는 응답을 보임으로써 제안된 알고리즘이 MRI의 전원장치에 적합함을 알 수 있다. 그리고 샘플링 주파수에 따른 응답을 비교하여 보면, 높은 주파수로 샘플링을 해야 부하 전압이 안정되어 부하 전류가 좋은 응답을 가질 수

있었다 즉 MRI의 전원장치는 고속 PWM 제어가 필요함을 알 수 있다 그러나, 부하 전류 명령 신호와 플랜트의 부하 전류 사이에 어느 정도의 지연 현상이 존재하므로, 알고리즘의 개선이 필요하다 그리고, PWM을 구현할 때, 부하에 걸리는 전압이 낮은 경우에 PWM의 해상도에 따라 오차를 낼 수 있으므로 이에 대한 고려도 필요할 것이다.

참고문헌

- [1] 목형수, 정승기, 김호연 외 4명, "MATLAB에 의한 전력변환 회로해석 및 국내외 유명학자 초청 합동 세미나", 人韓電子工學會 電力電子研究會, 5월, 1996年.
- [2] B. C. Kuo, "Automatic control systems / six edition," Prentice-Hall International Inc., 1991.
- [3] S. N., "Applied numerical methods in c," Prentice-Hall International Inc., 1993.
- [4] D. W. Hart, "Introduction to power electronics," Prentice-Hall International Inc, pp 308 311, 1997
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P Robbins, "Power electronics / converters, applications, and design / second edition." John Wiley & Son Inc., pp. 211-218, 1995.
- [6] 이우선, 이상우/인텔제어연구회, "i80c196kc 구조*응용/모터자동제어", Ohm사, 4.35-41, 5월, 1995年.



허 현 구
1971년 9월 26일생. 1990년 3월 ~ 1997년 2월 동의대학교 전자공학과(공학사). 1997년 3월 ~ 1999년 2월 부산대학교 전자공학과(공학석사). 1999년 5월 ~ 현재 현대전자 통신사업부 근무. 관심분야는 전력전자, 무선통신

백 광 렬
제어·자동화·시스템공학 논문지 제5권, 제1호, 참조