

위상제어 정류기의 예측전류제어를 위한 새로운 고정밀 게이팅 알고리즘

論 文

53B-3-10

High precision Gating Algorithm for Predictive Current Control of Phase Controlled Rectifier

鄭世鍾* · 宋丞鎬**

(Se-Jong Jeong · Seung-Ho Song)

Abstract - In phase controlled rectifier, it's been known that a fast response is achieved by predictive current control without any overshoot. The frequent sampling period is essential to improve the firing accuracy in conventional predict current control. However, improving the firing accuracy is difficult to reduce the period of sampling efficiently because current sampling and predictive current control is carried out in every period and the ON-OFF current control is performed by comparing two different one. To improve the firing accuracy at the predictive current control, the calculated firing angle is loaded into the high-accuracy hardware timer. So the calculation of exact crossing point between the predictive and actual current is the most important. In this paper, the flow chart for proposed firing angle calculation algorithm is obtained for the fastest current control performance in transient state. The performance of proposed algorithm is verified through simulations and experiments

Key Words : Predictive Current Control, Firing Angle Calculation, Phase Controlled Rectifier

1. 서 론

싸이리스터를 사용한 위상제어 정류기는 연속공정 구동용 직류전동기의 가변속도 제어를 위한 운전 장치로 여전히 많은 공장에서 사용되고 있다. 예를 들어, 직류전동기로 구동되는 압연기는 철판이 들어가는 순간의 부하를 극복하기 위해 매우 빠른 토크제어 응답성을 필요로 한다. 그리고 고출력 자계발생장치(Magnet Power Supply)와 대형 동기발전기의 계자 전원, 고압 직류 송전(HVDC)등은 싸이리스터 정류기의 정확한 전류제어가 요구되는 중요한 응용분야이다.

위상제어 정류기를 사용한 직류전동기의 전기자 전류 제어의 기존 방법으로 비례적분형 제어가 주로 사용되었다. 비례적분형 전류제어기는 주로 전류가 연속으로 흐를 때의 점호각과 평균전압의 관계를 고려하여 설계되므로 전기자 전류가 불연속으로 흐를 때의 비선형적인 회로방정식은 전류제어 응답성을 저하시킨다.

이러한 시스템에서 예측전류제어는 오버슈트가 없는 빠른 전류제어 특성을 갖는 것으로 알려져 있다. 하지만 기존의 예측전류제어기는 예측(계산)된 전류와 실제(샘플링 된)전류를 비교하여 온오프 전류제어를 수행하므로 정확한 점호를 위해서는 짧은 샘플링 주기가 요구된다.[1] [2] [3] 이를 보완하는 예측전류 제어 방식으로 계산된 점호각을 하드웨어 타이머에 로딩하는 방법이 제안되었다.[4] 하지만 [4]에서 제시한 방법은 전류기준값이 연속구간에서 변할 경우

만 점호각 계산 방법을 제시 하였으며 그나마 실험 결과가 제시되지 못하였다.

본 논문에서는 타이머를 사용한 예측전류제어를 수행하는데 있어서 과도상태에서 가장 빠른 전류제어 수행을 위한 점호각 계산 알고리즘의 순서도가 제시되었다. 제안된 점호각 계산 알고리즘에는 전류기준 값이 연속에서 불연속 구간으로 혹은 불연속에서 연속구간으로 변할 경우도 고려되었다. 타이머를 사용하는 예측전류제어 방법은 전류기준값이 변하지 않는 정상상태에서는 예측전류로 계산된 정상상태 점호각을 사용한다. 그리고 전류기준값이 변하는 과도상태 시는 인덕터 전류 변화에 따른 전압을 보상에 주어야 한다. 그리고 본 논문에서 제안된 알고리즘의 성능은 시뮬레이션과 실험을 통해 검증되었다.

2. 예측전류제어

그림 1은 직류부하와 3상 듀얼 싸이리스터 컨버터의 회로를 그린 것이다. 그림에서 컨버터의 전류가 영이 되지 않고 연속으로 흐를 때, 출력 측의 평균전압은 (1)과 같이 점호각(α)의 함수이다. 하지만 전류가 불연속으로 흐를 경우, 평균출력전압은 (2)과 같이 점호각(α)과 소호각(β)의 함수로 나타난다.

그림 1에서 회로의 싸이리스터를 이상적인 스위치로 가정하면, 부하에 전류가 흐를 때 등가회로는 그림 2와 같고 전압과 전류의 관계는 (3)과 같은 미분방정식으로 표현된다.

일반적으로 모터의 기계적 시정수가 전기적 제어주기에 비해 매우 크므로, 모터의 속도 혹은 역기전력은 일정하다고 가정하면. (3)의 해는 (4)와 같다.[1]

* 正 會 員 : 現代重工業 研究員

** 正 會 員 : 全北大學 電子情報工學部 助教授

接受日字 : 2003년 11월 4일

最終完了 : 2004년 1월 8일

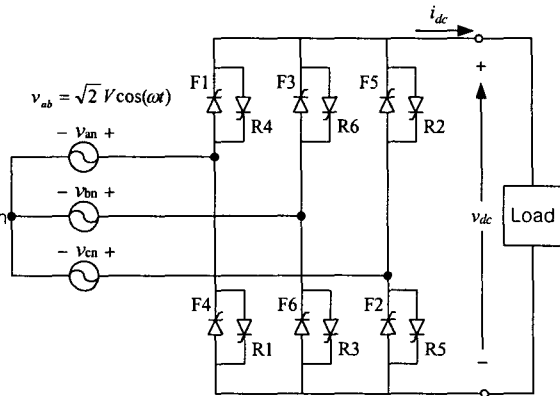


그림 1 dc부하가 연결된 듀얼 사이리스터 컨버터회로
Fig. 1 Circuit of dual thyristor converter with dc load

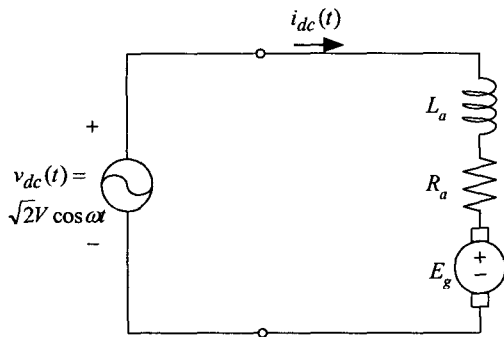


그림 2 한 쌍의 사이리스터가 턴 온 된 상태에서의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of dc drive during turn-on period of a set of thyristors

$$\overline{v_{dc}} = \frac{3\sqrt{2}V}{\pi} \cos\alpha \quad (1)$$

$$\overline{v_{dc}} = \frac{3\sqrt{2}V}{\pi} \int_{\alpha-\pi/6}^{\beta-\pi/6} \cos\omega t d(\omega t) \quad (2)$$

여기서, α : 점호각
 β : 소호각

$$v_{dc}(t) = R_a i_{dc}(t) + L_a \frac{di_{dc}(t)}{dt} + E_g \quad (3)$$

그림 3은 기존의 예측전류제어기의 블록도를 나타내고 있다. 예측전류제어기는 전류기준값, 전원, 부하 파라미터 그리고 역기전력 값들로부터 다음 점호시의 전류를 예측하고, 온/오프 컨트롤러는 계산된 예측전류(i_{pre})와 샘플링된 컨버터 전류(i_{dc})를 비교하여 i_{dc} 가 i_{pre} 와 교차한 직후에 점호신호를 만들어 낸다. 만약 모든 파라미터가 정확하고 샘플링(비교)주기가 충분히 짧다면, 예측전류제어는 이러한 시스템에서 가장 빠른 전류제어를 수행할 수 있다.[1,2]

$$i_{dc}(t) = I_1 \cos(\omega t - \phi) + I_2 e^{-\frac{R_a}{L_a}t} + I_3 \quad (4)$$

여기서,

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}V}{Z}$$

$$I_2 = \begin{cases} \text{continuous conduction mode} \\ \frac{\rho\pi}{3} [I_{ref} - I_3 - \frac{3}{\pi} I_1 \cos(\alpha - \phi)] e^{\rho\alpha} / (e^{\frac{\pi}{6}\rho} - e^{-\frac{\pi}{6}\rho}) \\ \text{discontinuous conduction mode} \\ [-I_3 - I_1 \cos(\alpha - \frac{\pi}{6} - \phi)] e^{\rho\alpha} \end{cases}$$

$$I_3 = -\frac{E_g}{R}$$

$$Z = \sqrt{R_a^2 + (\omega L_a)^2}, \rho = \frac{R_a}{\omega L_a}, \phi = \tan^{-1}(\frac{1}{\rho})$$

α : 점호각

하지만, [2]에 사용된 예측전류제어의 실제 수행시간은 부동소수점 연산을 하는 32비트 DSP(Digital Signal Processor)를 사용해도 55.55[μsec](electrical degree 1.2)였다. 이 정도의 샘플링 주기는 220V 전원에서 전류가 연속으로 흐를 때 $\alpha = 90^\circ$ 근처에서 최대 6.24V의 평균 전압 오차를 발생 시킬 수 있다.

그림 4는 제안된 전류제어 블록도를 나타내고 있다. 제어 블록도는 전류 비교 후 점호를 결정하는 2단계 제어기(Two-step controller) 대신에 정밀한 예측전류제어 수행을 위한 타이머 게이팅 블록을 가지고 있다. 기존의 예측전류제어기에서 정밀한 예측전류제어를 위해서는 계산된 i_{pre} 와 i_{dc} 를 비교하는 주기를 짧게 해야 하지만 매 주기마다 전류 샘플링과 예측전류계산 그리고 두 전류의 비교가 이루어지므로 제어 주기를 짧게 하는 것이 어렵다. 하지만, 두 전류가 만나는 지점을 예측하고 예측된 시점과 현재 전원 위상과의 차이를 고정밀 타이머에 로딩한다면 정밀도가 높아지고 반복적인 i_{pre} 계산과 짧은 샘플링 주기는 더 이상 필요하지 않다. 따라서 두 전류가 만나는 지점을 정확하게 예측하는 것이 제안된 예측전류제어기의 핵심 알고리즘이라고 할 수 있다.

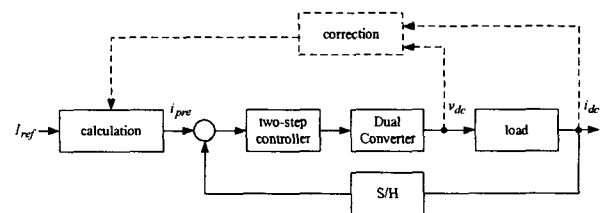


그림 3 예측전류제어기의 블록도
Fig. 3 Block diagram of predictive controller

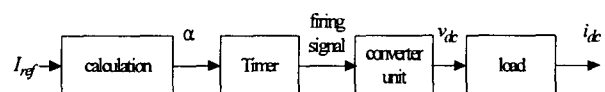


그림 4 제안된 타이머 포함한 예측전류제어기
Fig. 4 Proposed predictive current controller with timer

3. 제안된 점호각 계산 알고리즘

전류기준값이 변화했을 때, 기존의 예측전류제어기는 정상상태시의 점호각을 계산하고 예측된 전류와 현재 부하전류를 비교하여 점호하였다.[1]

하지만 타이머를 사용할 경우 정상상태점호각 뿐만 아니라 과도상태 점호각 또한 알아야 한다. 전류기준값이 전류연속모드에서 변할 때, 과도상태 점호각(α_x)을 계산하는 방법은 [4]에서 보여주었다. 하지만, 전류기준값이 불연속에 연속으로 혹은 연속에서 불연속으로 변할 때도 과도상태 점호각을 구해주어야 한다. 그림 5는 두 전류가 만나는 점과 점호각의 관계를 보여주고 있다. 그림 5(a)와 같이 두 전류가 만나는 지점이 양수일 때는 이 점이 곧 점호각이 되지만 그림 5(b)와 같이 음수일 때는 예측전류가 영이 되는 지점이 곧 점호각이 된다.

그림 6은 전류기준값이 변하지 않는 정상상태와 전류기준값이 변하는 과도상태의 점호각을 계산하는 순서도를 나타내고 있다. 각 전류제어 주기 동안에 전류기준값의 연속성에 따라 정상상태 점호각이 계산되어진다. 만약 전류기준값이 변하지 않았다면 α_2 가 점호각이 되고, 전류기준값이 변한 것이라면 두 전류의 만나게 될 지점 α_i 와 함께 I_i 를 계산하고 I_i 가 양수일 경우는 α_i 를 점호각으로 I_i 가 음수일 경우는 전류 초기값을 영으로 설정하고 점호각을 다시 계산해야 한다.

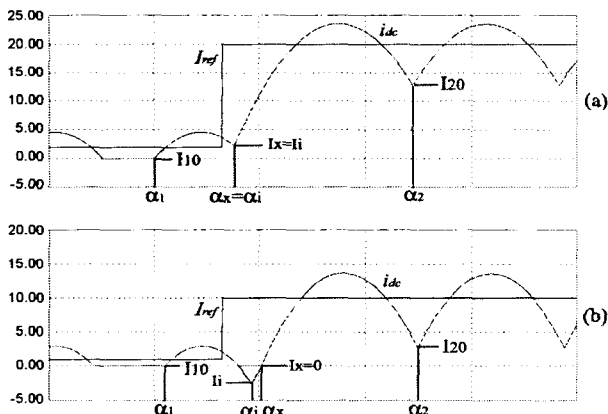


그림 5 두 전류가 만나는 지점이

(a)양수일 때와(b)음수일 때의 점호각

Fig. 5 Transition of firing angle (a) with intersection point above zero (b) with intersection point below zero

정상상태에서 전류기준값이 불연속전류에 속할 경우, 전류 초기값 조건과 평균전압 조건식을 바탕으로 Newton-Rapshon 방법을 이용하여 과도상태 점호각을 구하는 알고리즘에 관하여 상세히 설명하겠다. (5)와 같은 점호각과 소호각에서의 영 전류조건을 (4)에 대입하여 정리하면 (7)을 얻을 수 있다. 그리고 (6)과 같은 평균전압 조건으로부터 (8)을 얻는다. 따라서 (7)과 식(8)을 이용하면 수치해석적 방법으로 점호각 α 와 소호각 β 를 구할 수 있다.

$$ut = -\frac{\pi}{6} + \alpha, ut = \beta - \frac{\pi}{6} \text{ 에서 } i(ut) = 0 \quad (5)$$

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\beta - \frac{\pi}{6}} v_{cb} d(\omega t) + \int_{\beta - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} E_g d(\omega t) \right] = RI_{ref} + E_g \quad (6)$$

$$I_1 \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \phi\right) + I_2 e^{\rho(\beta - \alpha)} + I_3 = 0 \quad (7)$$

$$\frac{\pi}{3} (R_a I_{ref} + E_g) = \sqrt{2} V [\sin\left(\beta - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)] + E_g \left(\alpha - \beta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (8)$$

여기서, $\rho = \frac{R}{\omega L}$

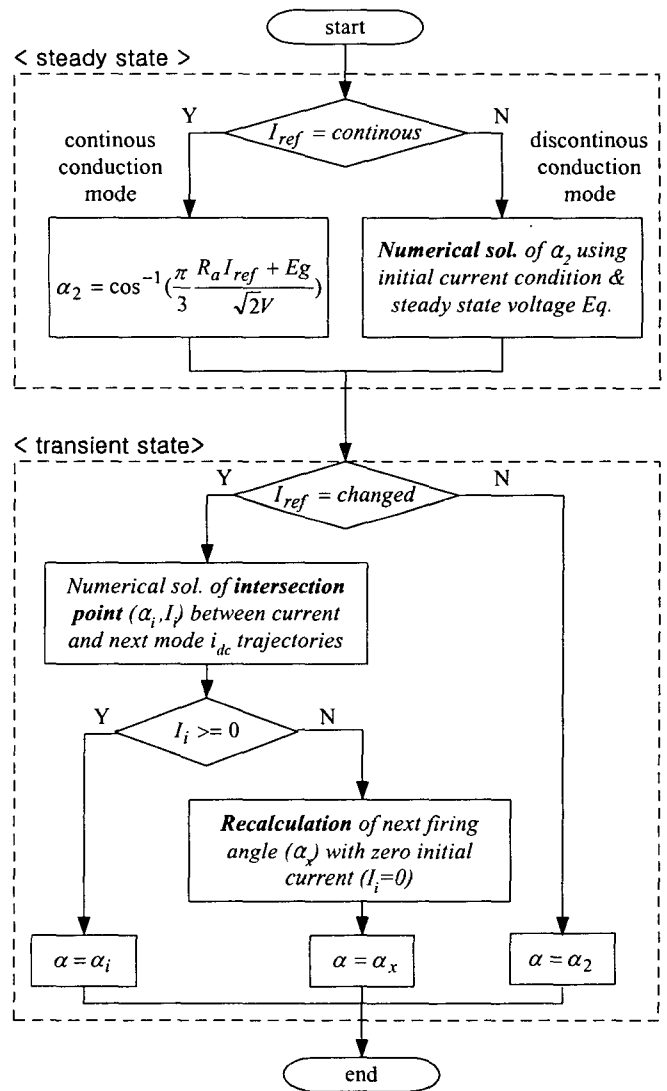


그림 6 점호각 계산 알고리즘의 순서도

Fig. 6 Flow chart of firing angle calculation

전류기준값이 변하는 과도상태에서 최적의 점호각은 전류가 변할 때 인덕터에 추가적인 전압($L_a \frac{di_{dc}}{dt}$)이 필요하기 때문에 정상상태시의 점호각과 다르다. 과도 상태 점호각을 구하기 위해서는 그림 5에 보인 것과 같이 현재 모드 전류와 다음모드 전류가 교차하는 지점 (α_i, I_i) 를 구해야 한다. 과도 상태 점호각은 (4)에 전류기준값이 변하기 전의 현재모드에서 (α_i, I_i) 를 넣고 전류기준값이 변한 다음모드에서 (α_2, I_{20}) 을 넣어 유도한 두 식(9),(10)을 이용해서 계산할 수 있다.

$$I_i = I_1 \cos(\alpha_i + \frac{\pi}{6} - \phi) + I_2 e^{-\rho(\alpha_i + \frac{\pi}{6})} + I_3 \quad (9)$$

$$I_{20} = I_1 \cos(\alpha_2 - \frac{\pi}{6} - \phi) + I_{2new} e^{-\rho(\alpha_2 - \frac{\pi}{6})} + I_3 \quad (10)$$

여기서,

$$I_{2new} = [I_i - I_1 \cos(\alpha_i - \frac{\pi}{6} - \phi) - I_3] e^{\rho(\alpha_i - \frac{\pi}{6})}$$

두 전류의 교차점은 우선 (4)로부터 두 전류의 교차 시 조건을 현재 도통중인 스위치 쌍에 적용한 (9)를 구하고, 새로운 전류기준값에서 계산된 정상상태 점호각(α_2)에서의 전류초기값 조건(I_{20})을 이용한 (10)를 구한다. (10)에 (9)를 대입하고 수치해석적 방법을 이용하면 α_i 를 구할 수 있다. 만약 계산된 교차점의 전류(I_i)가 음수일 경우에는 (10)의 전류 초기값에 0을 넣고 다시 계산하면 새로운 점호각 α_x 를 구할 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 블록도가 그림 7에 나타나고, 시뮬레이션에 사용된 부하모터의 파라미터는 표 1과 같다. 시뮬레이션은 전력전자 회로 해석용 상용프로그램인 PSIM에 C언어 기반의 DLL(dynamic link library)을 통합하여 수행하였다.

표 1 모터 파라미터
Table 1 Motor Parameter

| | |
|---------------|---------|
| Rated Power | 5.5[kW] |
| Rated Voltage | 220[V] |
| Rated Current | 32[A] |
| Ra | 1.0[Ω] |
| La | 10[mH] |

그림 8에서 그림11은 예측 전류 제어기가 제안된 점호각 계산 알고리즘으로 수행되는 결과를 보여주고 있다. 그림 8은 전류기준값이 불연속모드에서 불연속 모드로 변할 때를 나타내고 있다. 그리고 그

림 9는 전류 기준 값이 불연속 모드에서 연속 모드로 변할 때를 나타내고 있다. 여기에서 점호각은 I_i 가 영보다 작기 때문에 다시 계산된 α_x 가 점호각으로 사용되었음을 알 수 있다.

반면에 그림 10은 전류기준값이 그림 9와 같이 불연속 모드에서 연속 모드로 변할 때를 나타내는데 여기에서 점호각은 I_i 가 영보다 크기 때문에 α_i 가 점호각으로 사용되어졌다. 그림 11은 전류기준값이 연속 모드에서 연속 모드로 변할 때의 파형을 보여 주고 있다.

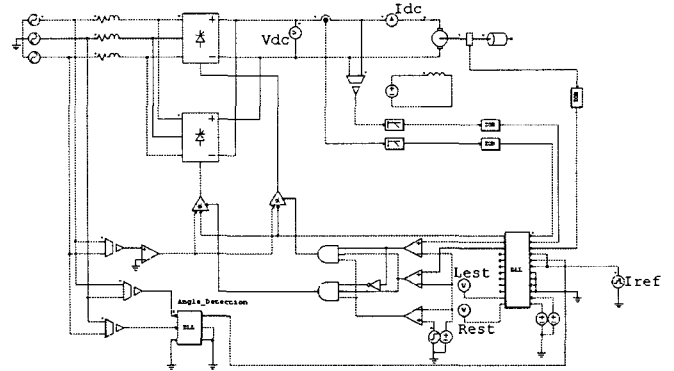


그림 7 직류전동기 구동장치 시뮬레이션 회로도
Fig. 7 Simulation circuit using DC-motor load

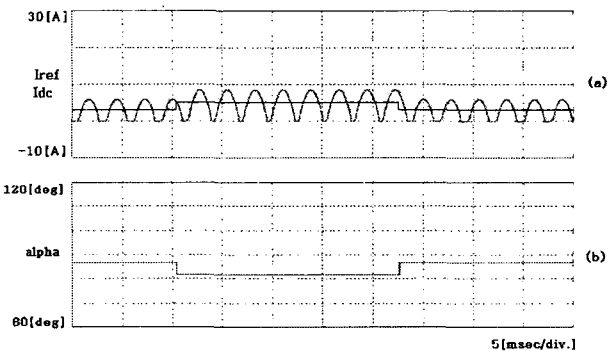


그림 8 불연속 → 불연속모드 변화 시 a)전류제어응답, b)점호각

Fig. 8 discontinuous mode → discontinuous mode
a) Current control response b) firing angle

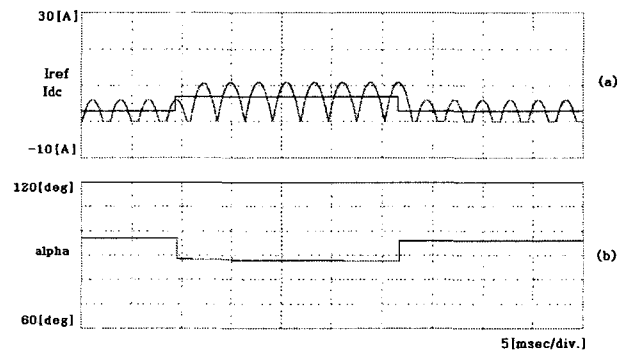


그림 9 불연속 →연속모드 변화 시 a)전류제어응답, b)점호각

Fig. 9 discontinuous mode → continuous mode
a) Current control response b) firing angle

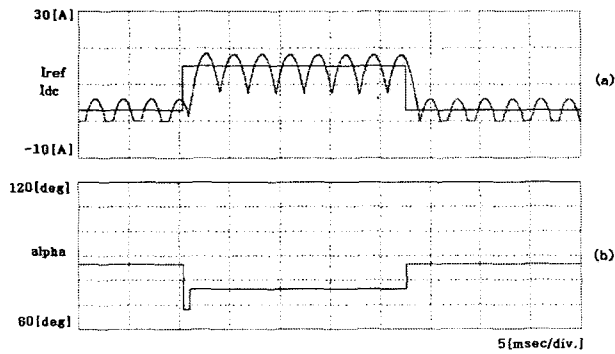


그림 10 불연속 → 연속모드 변화 시 a)전류제어응답, b)점호각

Fig. 10 discontinuous mode → continuous mode
a) Current control response b) firing angle

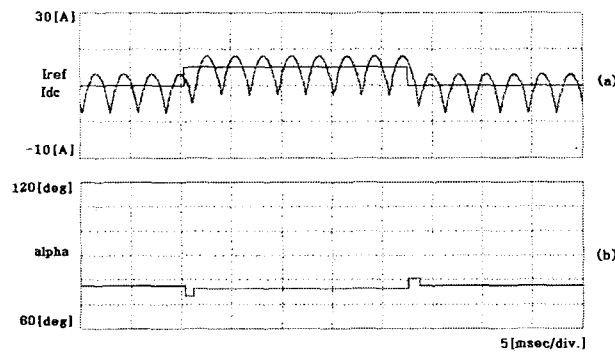


그림 11 연속 → 연속모드 변화 시 a)전류제어응답, b)점호각

Fig. 11 continuous mode → continuous mode
a) Current control response b) firing angle

5. 실험결과

그림 12는 실험을 위한 장치를 보여준다. 제어보드는 부동소수점 연산을 하는 32비트 부동소수점 DSP인 TMS 320C31 CPU를 사용하고 CPU내부에 80[nsec]의 클럭으로 동작하는 2개의 타이머가 있다. 예측 전류를 계산 하기위한 샘플링 주파수는 10.8[kHz]이고, 60 Hz 전원 주파수의 경우 한 게이팅 모드의 주기는 2.7[msec]이다. 제안된 예측전류제어 게이팅 계산시간은 92.6[usec]로, 기존 예측전류제어 게이팅 방식이 매 샘플링 주기 55[usec]마다 반복하던 계산을 한 모드에 한 번씩만 수행하므로 획기적으로 계산량을 감소 시켰다.

실시간으로 전원위상을 알기위한 S/W PLL(Phase Locked Loop)이 사용되었고,[5,8] 점호각은 정상상태뿐만 아니라 과도상태까지 고려하여 계산되었다.

제안된 점호각 계산 알고리즘은 전류기준값을 불연속에서 연속으로, 연속에서 연속으로 그리고 연속에서 불연속으로 바꿈으로써 다양한 과도상태에서 검증하였다.

그림 13에서 그림 16은 제안된 점호각 계산 알고리즘에 의한 예측전류제어기의 성능을 보여주고 있다. 오버슈트와 정상상태 오차가 없는 빠른 전류제어 응답을 보여주고 있다. 통상 비례적분 전류제어기는 2.7[msec]의 제어주기를 갖고 있고, 제어기 이득에 따라 응답시간이 5주기 내외가 된다. 반면에 예측전류제어기는 그림 15와 같이 단 한번의 제어주기인 2.7[msec] 만에 정상상태에 도달하는 것을 볼 수 있다. 또한 그림16의 (b)에서는 타이머에 로딩 된 점호각을

보여주고 있는데, 전류기준값이 변화할 때 인덕터에 필요한 추가적인 전압을 공급하기 위해 필요에 따라 점호각이 한 모드동안 변동되고 있음을 알 수 있다. 그리고 역기전력의 변화가 점호각에 반영되고 있음을 알 수 있다.

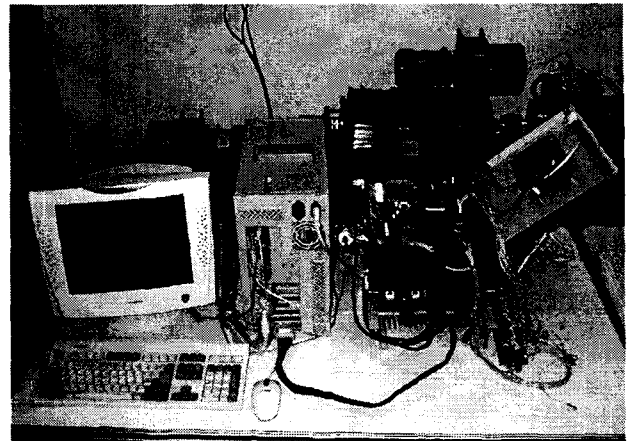


그림 12 위상제어 정류기 실험장치

Fig. 12 Experimental set-up of phase controlled rectifier

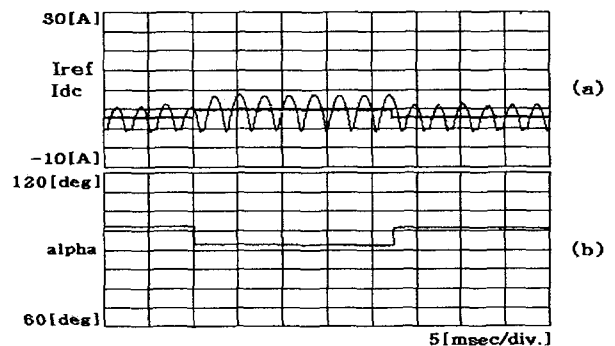


그림 13 연속 → 연속모드 변화 시 a)전류제어응답, b)점호각

Fig. 13 continuous mode → continuous mode
a) Current control response b) firing angle

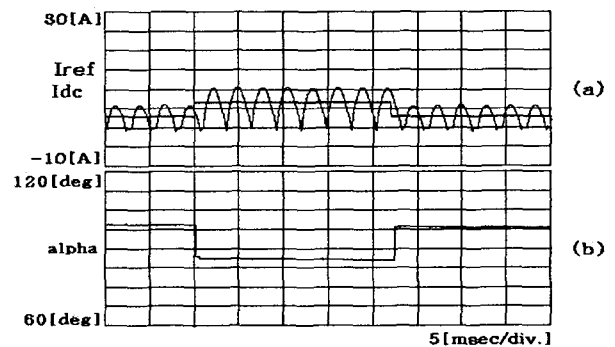


그림 14 연속 → 연속모드 변화 시 a)전류제어응답, b)점호각

Fig. 14 continuous mode → continuous mode
a) Current control response b) firing angle

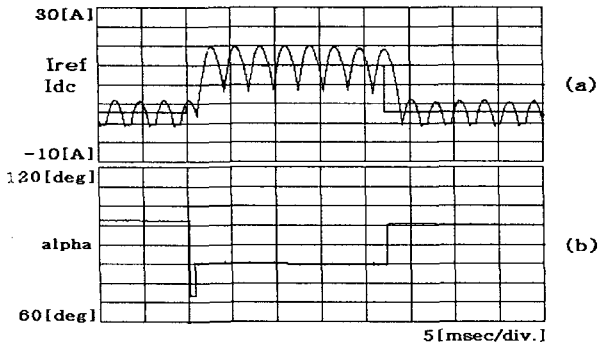


그림 15 연속 → 연속모드 변화 시 a)전류제어응답, b)점호각
 Fig. 15 continuous mode → continuous mode
 a) Current control response b) firing angle

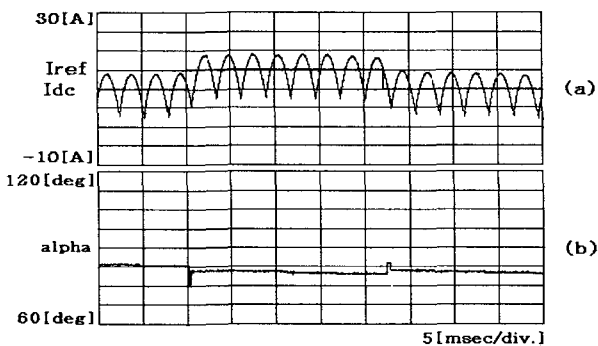


그림 16 연속 → 연속모드 변화 시 a)전류제어응답, b)점호각
 Fig. 16 continuous mode → continuous mode
 a) Current control response b) firing angle

6. 결 론

싸이리스터 위상제어 정류기를 사용하는 고전압 대전류 인덕턴스 부하의 예측전류제어성능을 개선하기 위한 새로운 게이팅 점호각 계산 알고리즘 및 구현방법에 대하여 제시하였다. 현재 부하에 흐르고 있는 전류에 따라 다른 점호각 계산을 통하여 빠르고 정확한 예측전류제어를 가능하게 했고, 시뮬레이션과 실험을 통해 이를 검증하였다. 특히 전류기준값이 변화하는 과도상태에서 불연속 구간의 전류계산이 필요한 경우 회로방정식의 전류초기 조건 및 전압 평균 조건을 활용하여 정확한 게이팅 점호각을 미리 계산 할 수 있었다. 제안된 알고리즘을 사용하면 기존 예측 전류제어보다 연산량을 크게 줄이고 점호각 정밀도는 높은 최단시간 전류제어를 수행할 수 있음을 시뮬레이션과 실험을 통하여 보였다. 본 연구 결과는 고성능의 전류제어응답이 필요한 R-L-역기전력 형태의 부하에 적용될 수 있다.

감사의 글

본 연구는 (주)포스콘에서 지원한 “연속공정 제어용 디지털 직류전동기 드라이브의 신기술 개발” 과제의 결과의 일부이며 지원에 감사드립니다.

참고문헌

- [1] R.Kennel and D.Schroder, "Predictive Control Strategy for Converters", IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives, pp415~422, 1983.
- [2] Jun-Keun Ji, Seung-Ho Song, Seung-Ki Sul, Min-Ho Park, "DSP-Based self-tuning IP Speed Controller for Rolling Mill DC Drive" Power Conversion Conference, Yokohama, pp303~308, 1993.
- [3] Jun-Keun Ji, Seung-Ki Sul, "Operation Analysis and New Current Control of Parallel Connected Dual Converter System without Interphase Reactors", IECON 99 Proceedings, The 25th Annual Conference of the IEEE, Vol 1, pp235~240, 1999.
- [4] Timothy D.Collings, William J. Wilson, "A Fast-Response Current Controller for Microprocessor-Based SCR-dc Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, VOL 27, NO.5, pp921~927, SEP/OCT 1991.
- [5] Sang-Joon Lee, Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul, "A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power System", 1999 IEEE IAS Annual Meeting, VOL 4, pp2167~2172, 1999.
- [6] 송승호, "대전류 코일 전원 공급장치를 위한 12펄스 듀얼 컨버터의 전류제어", 대한 전력전자학회 논문지, VOL 7, pp332~338, 2002.
- [7] 정세중, 송승호, "온라인 파라미터 추정을 이용한 위상정류 제어기의 예측전류제어 특성개선", 대한전력전자학회 2002 추계학술대회, pp140~143, 2002.
- [8] 이영복, 김장목, 임익현, 류호선, 송승호 "대용량 전력변환용 사이리스터 디지털 점호제어", 대한전력전자학회 2003 하계 학술대회, pp565~568

저 자 소 개



정 세 중 (鄭世鍾)

1975년 12월 8일생. 2001년 전북대 전기공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년~현재 현대중공업 연구원.



송 승 호 (宋丞鎬)

1968년 8월 27일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학부 졸업(박사). 1992년~1995년 포스콘 기술연구소 연구원. 2000년~현재 전북대학교 전자정보공학부 조교수.