

전자기 교반 시스템용 2상 직교하는 전원 공급 장치를 위한 제어 기법

김병준, 문동옥, 김영우

다원시스

Control Algorithm of Two Phase Orthogonal Power Supply for Electromagnetic Stirring System

Byung-Jun Kim, Dong-Ok Moon, Young-Woo Kim
Dawonsys

ABSTRACT

본 논문에서는 전자기 교반 시스템용 2 상 직교하는 전원 공급 장치의 출력 전류 정상상태 오차를 줄일 수 있는 제어 기법을 제안한다. 2 상 직교하는 전원 공급 장치는 단상 풀브리지 인버터 2 대 대신 3 상 전압원 인버터 1 대를 사용하여 인버터의 레그 수자가 줄어들고 인버터 스위치의 도통 손실이 감소한다. 본 논문에서는 회전 좌표계로의 변환(dq 변환)을 통해 출력전류 정상상태 오차를 0 으로 제어하는 기법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 제어 기법의 유효성은 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

1. 서론

전자기 교반 시스템은 고품질의 철강 제품을 생산하기 위해 제강 산업의 연속 주조 공정에 광범위하게 사용되어 왔다. 전자기 교반은 저속 전자기장에 의해 용강에 강한 전자기력을 발생시킨다. 전자기력은 전원 공급 장치로부터 공급되는 전류의 주파수와 크기에 따라 변하기 때문에 전자기 교반을 구동하는데 사용되는 전원 공급 장치의 출력 전류 파형의 품질은 고품질 철강 제품을 보장하는데 매우 중요하다. 전자기 교반 시스템을 구동하는데 기준에 사용되었던 2 상 직교하는 전원 공급 장치의 토폴로지는 2 대의 풀브리지 전압원 인버터를 사용했다. 하지만 IGBT 스위치 소자 8 개가 필요하기 때문에 하드웨어 비용이 높고 고조파 왜곡으로 인해 파형의 품질이 저하되는 단점이 있다. 최근 전원 공급 장치에 대한 장치 비용 및 전력 손실을 줄이기 위해 인버터 토폴로지가 연구되었으며, 본 논문에서 사용한 3-레그 전압 소스 인버터 토폴로지는 2-레그 인버터와 비교했을 때 IGBT 6 개가 필요하여 하드웨어 비용이 낮아지고 고조파 왜곡 측면에서 우수한 성능을 가지는 장점이 있다^[1]. 또한, 기존 2상 직교하는 전원 공급 장치를 제어하는 방법은 정현파 제어 기법으로 출력 전류를 비례 적분(PI) 제어하는 방법이다. 하지만 기존의 방법은 공간 좌표계에서 제어하여 전류 제어기 계인 값의 제한으로 정상상태 오차가 존재한다. 따라서 본 논문에서는 출력 전류를 회전 좌표계로 변환(dq 변환)하여 dq 성분을 비례 적분(PI) 제어하는 방법을 제안하였고 제안된 방법은 정상상태 오차를 0 으로 만들 수 있다^[2]. 2 장에서는 본 논문에서 제안하는 제어 기법을 설명하였고 3 장에서는 시뮬레이션 결과를 보여준다. 마지막으로 4장에서는 결론을 기술하였다.

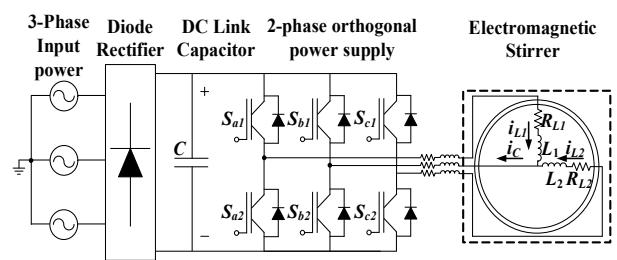


그림 1 전자기 교반 시스템용 2상 직교하는 전원 공급 장치
Fig. 1 Two-phase orthogonal power supply for electromagnetic stirring system

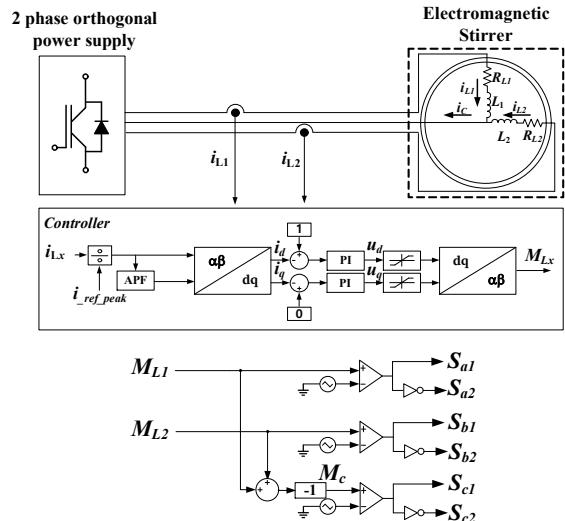


그림 2 2상 직교하는 전원 공급 장치의 제안하는 제어 기법
Fig. 2 Proposed control method of two-phase orthogonal power supply

2. 2상 직교하는 전원 공급 장치

2.1 2상 직교하는 전원 공급 장치

그림 1은 전자기 교반 시스템용 2 상 직교하는 전원 공급 장치 구성을 나타내며, 2 상 직교하는 전원 공급 장치는 다이 오드 정류기, DC 링크 커페시터, IGBT 기반의 3 상 전압원 인버터로 구성된다. L_1 상과 L_2 상은 90도 위상차가 존재하며 운전 조건에 따라 위상의 순서는 바뀔 수 있다.

표 1 시뮬레이션 파라미터
Table 1 Simulation parameters

Parameters	Value
Line to Line voltage	1,000 [V]
Input voltage frequency	60 [Hz]
Output current	5 [Hz]
Switching frequency	1 [kHz]
Inductor inner resistance R_{L1}, R_{L2}	0.2 [Ω]
Output inductance L_1, L_2	10 [mH], 6 [mH]
DC link capacitor, C	20 [mF]
DC link voltage V_{dc}	1,000 [V]

표 2 시뮬레이션 결과
Table 2 Simulation results

Parameters	Reference	conventional method	Proposed method
i_{L1}	707.1 [Arms]	714.1 [Arms]	707.1 [Arms]
i_{L2}	707.1 [Arms]	721.9 [Arms]	707.1 [Arms]

2.2 제안하는 제어 기법

그림 2 는 제안하는 2 상 직교하는 전원 공급 장치의 제어 알고리즘을 나타낸다. 제안된 제어 알고리즘은 부하 i_{L1} 전류와 부하 i_{L2} 전류를 각각 제어한다. 측정된 상의 전류를 단위법으로 환산한 값과 환산된 값에서 All Pass Filter(APF)를 통해 90 도 지연시킨 두 값을 회전 좌표계로 변환(d-q 변환)한다. 회전 좌표계로 변환된 두 전류를 비례-적분 제어기를 이용해 d 축 전류 i_d 는 1로, q축 전류는 0으로 제어를 한다. i_d, i_q 전류를 알파-베타 변환하여 얻어진 알파 성분은 변조지수 M_{Lx} 가 된다. L_1 상과 L_2 상의 M_{Lx} 는 측정 전류를 통해 구하지만, C 상의 변조지수는 식 (1) 과 같이 두 개의 변조지수를 이용하여 구한다.

$$M_C = -(M_{L1} + M_{L2}) \quad (1)$$

각 상의 변조지수와 삼각파 캐리어를 비교하면 게이트 신호가 출력되고 각 상의 IGBT에 게이트 신호를 인가한다.

3. 시뮬레이션

3.1 시뮬레이션 조건

본 논문에서 제안하는 제어 알고리즘의 유효성을 확인하기 위해 정상상태에서 기준 파형 대비하여 기준의 방법과 제안된 방법의 출력 전류 및 DC 링크 전압의 실효값을 비교하였다. 시뮬레이션 파라미터 값은 표 1 과 동일하게 수행하였다.

3.2 시뮬레이션 결과

그림 3 은 시뮬레이션 결과 파형으로 제안된 방법과 기준의 방법을 기준 파형과 비교하였고, 그림 4 는 시뮬레이션 결과를 확대한 파형이다. 표 2 는 시뮬레이션 결과 파형의 실효값을 측정한 표다. 이 때, L_1 상과 L_2 상 전류에 의해 C상의 전류가 출력되기 때문에 L_1 상과 L_2 상의 전류만 측정하였다. 제안된 방법은 기준 파형대비 오차가 없지만, 기준의 방법은 기준 파형대비 최대 2 [%] 까지 오차가 발생할 수 있음을 확인하였다. 이 때 제안된 방법과 기준의 방법의 DC 링크 전압 값은 동일하다.

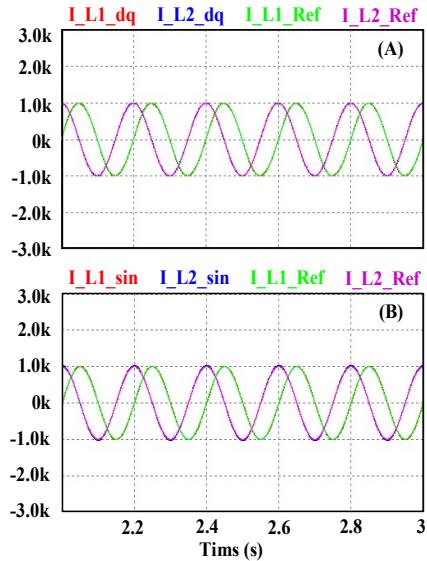


그림 3 시뮬레이션 결과 파형

(A) 제안된 방법 전류 (B) 기준 방법 전류
Fig. 3 simulation result waveform
(A) Proposed method (B) Conventional method

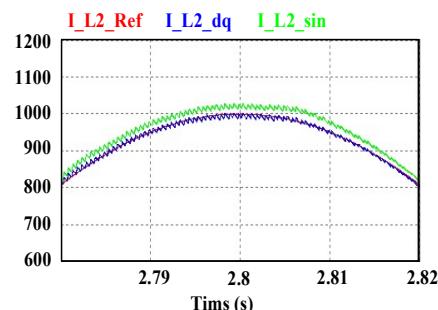


그림 4 시뮬레이션 결과 파형 - 출력 전류(i_{L2}) 확대 파형
Fig. 3 simulation result waveform
- Output current enlargement waveform

4. 결론

본 논문에서는 전자기 교반 시스템에서 2 상 직교하는 전원 공급 장치를 제어하기 위한 방법으로 각 상의 전류를 회전 좌표계로 변환(dq 변환)한 제어 방법을 제안한다. 제안된 제어 기법에 대한 유효성을 시뮬레이션을 이용해 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] A. Luo, H. Xiao, H. Ouyang, C. Wu, F. Ma and Z. Shuai, "Development and Application of the Two-Phase Orthogonal Power Supply for Electromagnetic Stirring," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 7, pp. 3438-3446, July 2013.
- [2] S. Golestan, M. Monfared, J. M. Guerrero and M. Joorabian, "A D-Q synchronous frame controller for single-phase inverters," 2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, Tehran, 2011, pp. 317-323, doi: 10.1109/PEDSTC.2011.5742439.