

단상 유도전동기 직입 기동 시 PR 제어기의 정현파 전류 제한

양혜지, 박용순
광주과학기술원

Sinusoidal current limiting with PR controller at direct on-line starting of single phase induction motor

Hyeji Yang, Yongsoon Park
Gwangju Institute of Science and Technology

ABSTRACT

This paper proposed a sinusoidal current limiting strategy to limit the starting current of direct on-line starting of single-phase induction motor. Without an appropriate strategy, the starting current may be several times larger than the rated current and cause damage to the semiconductor of the inverter. Therefore, this current needs to be limited while its total harmonic distortion (THD) is aptly managed. The proposed limiting method base on the resonant controller consisting of separate integrators. The effectiveness of the proposed method is verified through simulation results.

1. 서론

독립된 전원을 형성하고 있는 단상 인버터에 부하로서 단상 유도기가 직결되면 과도한 기동 전류가 흘러 반도체 소자의 손상을 유발할 수 있으므로, 인버터의 제어를 통해 기동 전류를 제한할 필요가 있다. 기존 방법에 따라 단상 인버터 전압 제어 시 PR 제어기를 사용하는 경우, 전류 제한을 위해 포화 방법을 사용하면 출력 전압에 큰 THD가 발생하여 유도기의 효율이 감소하고 소음이 발생할 수 있다^[1,2]. 본 논문에서는 기동 전류가 급증하는 것을 방지하면서도 정현 파형으로 제한하는 방법을 소개한다. 제안하는 방법은 공진 제어기의 신호로부터 제한 신호를 생성하여 전류 지령을 제한하며 시뮬레이션을 통해 기존 방법과 비교한다.

2. 단상 인버터의 전류 제한 방법

2.1 기존 전류 제한 방법

그림 1은 단상 인버터의 전압 제어를 위한 블록도이며 전류를 제한하기 위해 전압 제어기 뒤에 전류 지령 i_L^* 을 제한하는 제한기가 위치하게 된다. i_L^* 을 제한하는 가장 일반적인 방법은 식 (1)과 같이 특정 기준값으로 제한하는 포화 기법을 사용하는 것이다.

$$i_{Llim}^* = \begin{cases} i_{lim}^*, & i_L^* > i_{lim}^* \\ i_L^*, & -i_{lim}^* \leq i_L^* \leq i_{lim}^* \\ -i_{lim}^*, & i_L^* < -i_{lim}^* \end{cases} \quad (1)$$

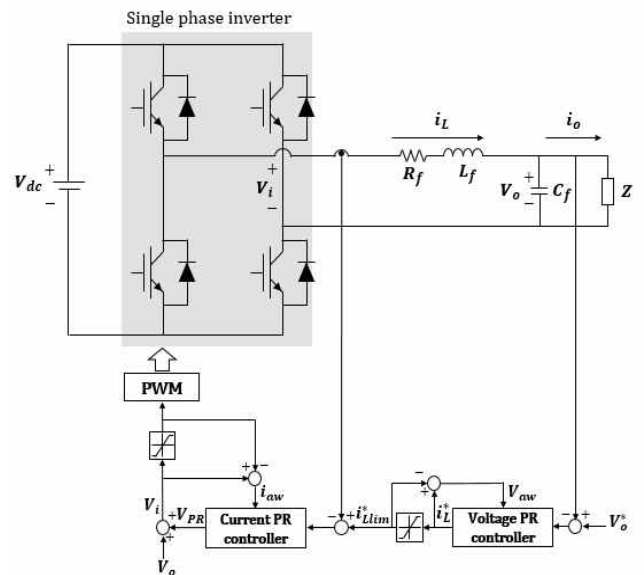


그림 1 단상 독립형 인버터 전압 제어 블록도

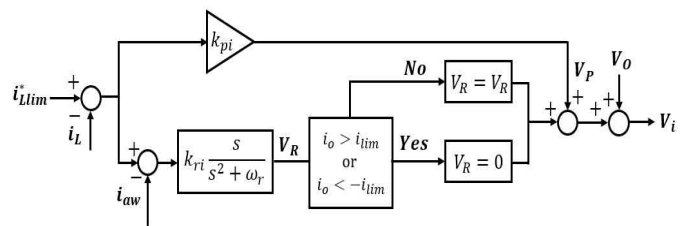


그림 2 기존 방법의 전류 PR 제어기 블록도

이러한 기존 방법은 그림 2의 전류 PR 제어기 블록도와 같이 공진 제어기의 출력인 V_R 을 리셋 시킨다. 리셋 조건은 식 (2)와 같이 부하에 흐르는 전류 i_o 와 제한값 i_{lim} 의 비교를 통해 결정된다. 전류 제한 시, V_R 을 리셋 시키면 V_i 가 제한된 값으로 빠르게 감소하므로 빠르게 정확한 전류 제한을 달성할 수 있다. 하지만, 정현파여야 하는 i_L^* 이 제한기에 의해 상·하한값 부근이 고정되면서 왜곡이 발생하기 때문에 전류 제어기에 왜곡된 i_{Llim}^* 이 입력되고 V_o 에 큰 THD가 발생하는 문제점이 있다.

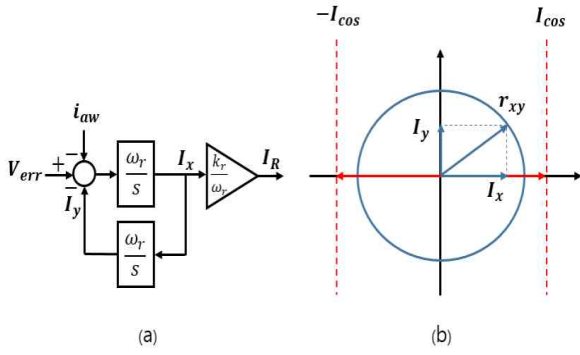


그림 3 전압 공진 제어기 블록도와 벡터도 (a) 블록도 (b) 벡터도

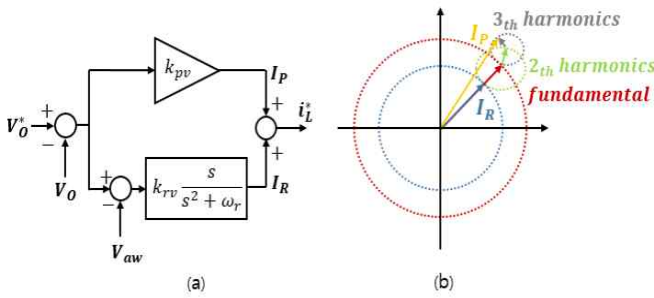


그림 4 전압 PR 제어기의 블록도와 벡터도 (a) 블록도 (b) 벡터도

$$V_R = \begin{cases} 0, & i_o > i_{lim} \text{ or } i_o < -i_{lim} \\ V_R^* & -i_{lim} \leq i_o \leq i_{lim} \end{cases} \quad (2)$$

2.2 제안하는 전류 제한 방법

식 (3)의 전압 공진 제어기 전달함수는 그림 3(a)와 같이 2개의 적분기로 분리된 구조와 등가이며, 그림 3(a)의 I_x 가 적분기를 통과하여 피드백되므로 I_x 의 90도 위상 지연된 신호인 I_y 를 알 수 있다.

$$G_{RV}(s) = k_{rv} \frac{s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (3)$$

I_x 와 I_y 는 크기가 동일하고 90도 위상 차이를 가지므로 그림 3(b)와 같이 두 신호의 크기를 반 지름으로 가지는 원을 얻을 수 있다. 따라서, I_x 와 I_y 의 크기가 계산될 수 있으므로 이를 이용하여 정현파 모양을 갖는 제한 신호를 계산할 수 있으며 이는 식 (4)와 같다.

$$I_{cos} = I_{max} \times \frac{I_x}{\sqrt{I_x^2 + I_y^2}} \quad (4)$$

그림 3(b)와 같이 제한 신호 I_{cos} 와 이에 음의 부호를 취한 $-I_{cos}$ 가 제한 영역이 되면, 크기가 I_{max} 이상인 i_L^* 이 입력되는 경우 I_{max} 를 피크로 갖는 정현파로 i_L^* 을 제한하는 것이 가능하다.

2.3 리미터 성능 향상을 위한 위상 보상

그림 4(a)는 전압 PR 제어기의 블록도로 I_P 는 P 제어기의

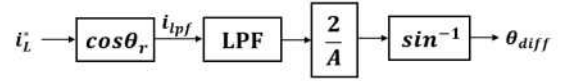


그림 5 위상 차이 계산 위한 블록도

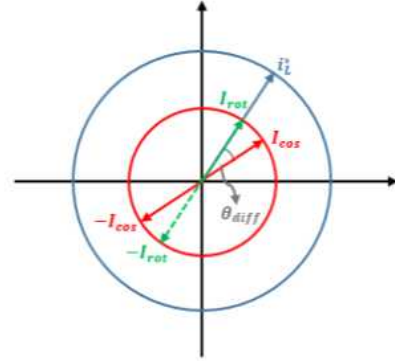


그림 6 전류 지령과 제한 신호들의 벡터도

출력이며 I_R 은 공진 제어기의 출력이다. 그림 4(b)에서 I_P 와 I_R 의 위상 차이가 존재하는 것을 확인할 수 있으며 이는 I_P 에 인버터의 비선형성과 고조파의 영향이 포함되어 있기 때문이다. 따라서, i_L^* 과 공진 제어기로부터 계산된 I_{cos} 은 위상 차이가 존재한다. 이러한 위상 차이로 인해 i_{Lim}^* 에 왜곡을 발생시킬 수 있으므로 위상 보상이 필요하다. 위상 차이 θ_{diff} 를 계산하기 위해 i_L^* 을 식 (5)와 같이 정의한다.

$$i_L^* = A \sin(\theta_r + \theta_{diff}) \quad (5)$$

식 (5)에서 θ_r 은 I_{cos} 의 위상이며 이는 I_x 의 위상과 동일하므로 식 (6)과 같다.

$$\theta_r = \tan^{-1}\left(-\frac{I_y}{I_x}\right) \quad (6)$$

그림 5에서 로우 패스 필터의 입력인 i_{lpf} 는 식 (7)로 정리된다. i_{lpf} 가 로우 패스 필터를 통과하면 θ_{diff} 에 의한 항만 남게 되므로 그림 5와 같이 θ_{diff} 가 계산되고 i_L^* 의 크기 A 는 이동 평균 필터를 이용하여 계산된다.

$$i_{lpf} = \frac{A}{2} (\sin(2\theta_r + \theta_{diff}) + \sin(\theta_{diff})) \quad (7)$$

i_L^* 와 위상이 일치하는 새로운 제한 신호인 I_{rot} 은 식 (8)과 같으며 이를 계산하기 위한 I_{cos} 과 90도 위상 차이가 존재하는 I_{sin} 은 식 (9)로 정의된다. I_{cos} 이 θ_{diff} 만큼 회전한 것이기 때문에 그림 6과 같이 i_L^* 과 I_{rot} 의 위상이 일치하게 된다.

$$I_{rot} = \cos(\theta_{diff})I_{cos} - \sin(\theta_{diff})I_{sin} \quad (8)$$

표 1 시뮬레이션 파라미터

파라미터	값	파라미터	값
V_{dc}	360[V]	f_s	12[kHz]
T_{dead}	2.5[μ s]	C_f	10[μ F]
L_f	1[mH]	R_f	20[m Ω]
K_{pv}	1.26	K_{rv}	50.27
K_{ri}	0.16	K_{ri}	62.83

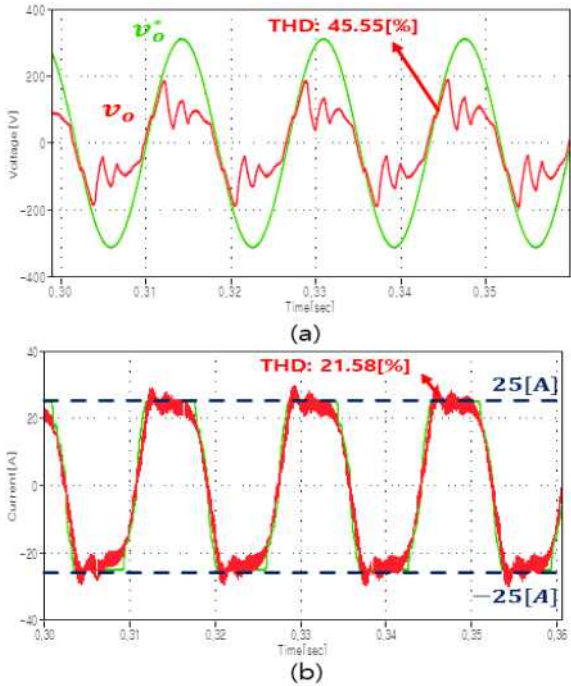


그림 6 기존 방법 사용 시 출력 전압과 전류 (a) 출력 전압 (b) 출력 전류

$$I_{sin} = I_{max} \times \frac{I_y}{\sqrt{I_x^2 + I_y^2}} \quad (9)$$

따라서, i_L^* 을 제한하기 위해 I_{rot} 과 $-I_{rot}$ 사이의 영역이 i_{Llim}^* 범위가 되면 영점 교차 지점에서 왜곡이 없는 정현파 전류 제한이 가능하다.

3. 시뮬레이션 결과

제안하는 방법의 성능을 검증하기 위해 기존 방법과 비교하여 시뮬레이션을 수행하였으며 표 1은 시뮬레이션에 사용된 파라미터이다. 시뮬레이션 시작 시 부하 Z 는 무부하 상태이며 전류가 제한되는 조건의 R-L 부하인 4[Ω]과 5[mH]의 직렬 임피던스를 임의의 시점에 연결하여 전류가 제한되는 순간을 비교하였다. 또한, 전압 제어를 위한 지령으로 크기와 주파수가 각각 311[V], 60[Hz]인 정현파를 입력하였으며 제한 전류 기준값은 25[A]를 사용하였다.

그림 6은 기존 방법 적용 시 출력 전압과 전류이다. i_L^* 이 25[A]를 넘어가 클램핑된 지령이 전류 제어기에 입력되었다. 따라서, 그림 6의 출력 전압과 전류 모두 구형파에 가까운 파형을 가지는 것

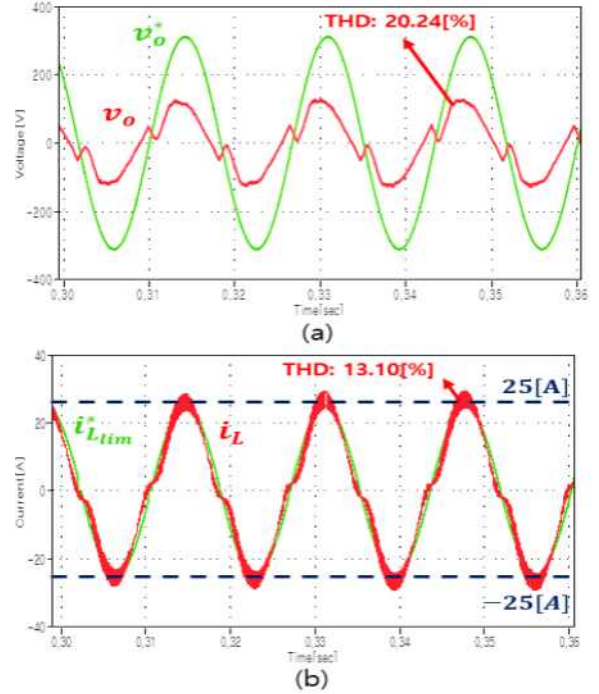


그림 7 제안하는 방법 사용 시 출력 전압과 전류 (a) 출력 전압 (b) 출력 전류

을 확인할 수 있다. 그림 7은 제안하는 방법을 사용하는 경우 출력 전압과 출력 전류이다. i_L^* 의 피크가 25[A]를 넘어갔기 때문에 제한값을 피크로 가지는 정현파로 제한이 되었다. 이로 인해서 그림 7의 출력 전압과 전류가 정현파임을 확인할 수 있다. 기존 방법을 사용하는 경우 출력 전압과 전류의 THD가 각각 43.07%, 26.78%이나 제안하는 방법을 사용하는 경우 출력 전압과 전류의 THD가 각각 20.24%, 13.10%로 기존 방법과 비교하여 전압과 전류가 55.57%, 39.30% 감소한 것을 확인하였다.

4. 결론

본 논문에서는 단상 인버터의 정현파 전류 제한을 위한 새로운 전류 제한 방법을 소개하였다. 제안하는 방법은 제어에 사용하고 있는 공전 제어기로부터 제한 신호가 계산되며 전압 PR 제어기 출력인 전류 지령과 비교를 통해 정현파 형태로 제한된다. 제안하는 방법과 기존 방법을 적용한 시뮬레이션에서 각각의 출력 전압과 전류의 THD 비교를 통해 제안하는 방법의 효과를 검증하였다.

참고 문헌

[1] B. Wei, A. Marzabal, J. Perez, R. Pinyol, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Overload and Short-Circuit Protection Strategy for Voltage Source Inverter-Based UPS," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 11. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 11371 - 11382, Nov-2019.

[2] E. F. Fuchs and W. J. Hanna, "Measured efficiency improvements of induction motors with thyristor/triac controllers," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 17, no. 4. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 437 - 444, Dec-2002.