

PR 제어기를 이용한 3상 4선식 인버터 Neutral Leg 제어 방법

(Control of the Neutral Leg in Three-Phase Four-Wire Inverter Using Proportional-Resonant Controller)

한정호* · 송중호**

(Jungho Han · Joongho Song)

Abstract

In 3-phase 4-wire inverter, the unbalanced loads cause to increase the neutral current which brings the voltage deviation between the split dc-link capacitors to be larger. In order to solve this problem, a neutral leg is provided additively to the ordinary inverter circuit and the associated control methods are devised. This paper proposes a new neutral-leg controller based on a PR controller and shows relatively good performance even under unbalanced linear loads and nonlinear loads. The proposed control strategy illustrates its effectiveness under the various operating conditions through simulation works.

Key Words : Three-Phase Four-Wire Inverter, Dc-Link Balancing Control, Proportional-Resonant Control

1. 서 론

3상 인버터의 출력전압 보상에 대한 연구는 과거부터 최근까지 활발히 이루어지고 있다[1-2]. 최근에는 단상부하 수요가 증가함에 따라 3상 4선식 전압 공급 시스템에 대한 연구가 진행되고 있다. 과거에는 3상 4선식 전압 공급을 위하여 3상 3선식 인버터 출력단에 Δ -Y 변압기를 추가하는 방식으로 시스템이 구성

되었다. 그러나 3상 4선식 전압 공급 시스템의 용량이 증가함에 따라 Δ -Y 변압기의 용량도 함께 증가함으로써 전체 시스템의 크기, 비용 등의 증가를 야기한다. 이러한 이유로 Δ -Y 변압기가 없는 3상 4선식 인버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 3상 4선식 인버터는 인버터 입력 직류링크 커패시터의 중간점을 중성선에 연결함으로써 별도의 Δ -Y 변압기 없이 3상 4선식 전압 공급 시스템을 구성할 수 있다. 그러나 단상부하가 연결됨에 따라서 각 상에 부하 불평형이 존재하게 되고 이로 인해 중성선 전류 증가를 가져오게 된다. 이러한 중성선 전류 증가는 직류링크 커패시터 전류 증가를 야기하고 이로 인해 직류링크 전압 오차를 발생하게 된다. 직류링크 전압 오차는 인버터 출력전압의 불균형 및 왜율 증가, 직류성분 발생 등의 심각한 문제를 발생시킨다. 이러한 문제를 개선하기

* Main author : Dept. of Railway Electrical and Signaling Engineering, Seoul National University of Science and Technology, PhD candidate
** Corresponding author : Dept. of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Professor
Tel : 02-970-6415, Fax : 02-978-2754
E-mail : joongho@seoultech.ac.kr
Received : 2014. 10. 21
Accepted : 2014. 12. 17

위하여 직류링크 전압 오차를 제어하는 neutral leg을 3상 4선식 인버터에 추가하는 방법이 제안되었다 [3-6]. 참고문헌[3]은 neutral leg의 모델을 제시하고 주파수 영역에서 제어기 이득 값을 설계함으로써 직류링크 전압 오차를 효과적으로 제어한다. 그러나 이러한 제어 방식은 직류링크 전압 오차의 주파수 성분이 높을수록 큰 제어기 이득 값이 필요하므로 neutral leg 제어의 불안정을 가져올 수 있다. 또한 neutral leg 모델을 double integrator 시스템으로 정의하고 제어기를 비례 제어기로 구성하였지만, 실제 시스템에서는 neutral leg에 연결된 인덕터의 저항성분과 직류링크 커패시턴스의 차이로 인해 적분기를 포함하고 있지 않은 제어기는 정상상태 오차가 발생할 수 있다. 이러한 문제점을 보완한 참고문헌[4]은 인덕터의 저항성분과 직류링크 커패시턴스의 차이를 고려하여 neutral leg을 다시 모델링하고, H ∞ 제어를 이용하여 제어 이득 값을 설계하였다. 그러나 이러한 방법은 제어기 설계가 복잡한 단점을 가지고 있다. 참고문헌[5]은 직류링크 전압 오차 제어에 PI 제어기를 이용하고, 직류링크 커패시터 전류 제어기 설계에는 H ∞ 제어 방법을 이용하여, 인버터 출력단에 비선형 부하 연결 시에도 향상된 제어 성능을 보여준다. 그러나 여전히 제어기 설계 방법이 복잡하고, PI 제어기와 H ∞ 제어 방법을 혼용하므로 제어 안정도에 문제를 야기할 수 있다.

이러한 선행 연구결과를 토대로 본 논문에서는 PR 제어기를 이용한 새로운 형태의 neutral leg 제어기를 제안한다. PR 제어기는 AC 성분 제어를 위하여 별도의 성분변환 없이 설계된 공진 제어기 주파수 성분의 정상상태 오차를 0으로 제어할 수 있는 장점을 가지고 있는 제어기로서 다양한 분야에 응용되어지고 있다 [6-9]. 제안한 제어기는 그 형태가 비교적 간단하고 직류링크 전압 오차 제어와 직류링크 커패시터 전류 제어 모두 동일한 제어기를 사용함으로써 제어 신뢰도를 향상 시킨다. 또한 특정 주파수 성분을 효과적으로 제어할 수 있는 PR 제어기의 특성을 이용하여 직류링크 전압 오차 주파수 성분을 해석하고 적절한 제어기를 설계한다. 특히 설계된 PR 제어기는 단상 비선형 부하 연결 시에도 우수한 특성을 가진다. 시뮬레이션

을 통하여 본 논문이 제안한 제어 방법의 타당성과 실효성을 증명한다.

2. 직류링크 전압 오차 해석 및 Neutral Leg 모델링

2.1 직류링크 전압 오차 해석

3상 4선식 인버터는 단상 하프-브리지 인버터 3개가 병렬 연결된 형태로 나타낼 수 있다. 그림 1은 그 중에서 a상을 나타낸다.

직류링크 전압 오차 V_{diffa} 를 식 (1)로 나타낼 수 있다.

$$V_{diffa} = V_{dcTa} - V_{dcBa} \quad (1)$$

여기서 V_{dcTa} 는 직류링크 상단 전압, V_{dcBa} 는 직류링크 하단 전압을 나타낸다.

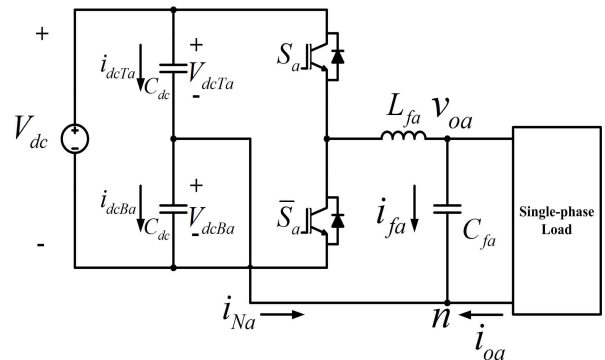


그림 1. a상 단상 하프-브리지 인버터 회로
Fig. 1. a-phase single half-bridge inverter circuit

또한 중성선 전류 i_{Na} 는 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$i_{Na} = -(i_{oa} + i_{fa}) \quad (2)$$

여기서 i_{oa} 는 출력전류, i_{fa} 는 필터커패시터 전류를 나타낸다.

다시 중성선 전류는 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$i_{Na} = i_{dcTa} - i_{dcBa} \quad (3)$$

여기서 i_{dcTa} 는 직류링크 상단 전류, i_{dcBa} 는 직류링크 하단 전류를 나타낸다.

직류링크 커패시턴스가 같고 i_{fa} 는 인버터 출력 커패시터의 리플성분이므로, 식 (2), (3)을 정리하여 직류링크 커패시터 전류를 식 (4), (5)로 나타낼 수 있다.

$$i_{dcTa} = 0.5i_{Na} = -0.5i_{oa} \quad (4)$$

$$i_{dcBa} = -0.5i_{Na} = 0.5i_{oa} \quad (5)$$

식 (4), (5)를 통해 직류링크 커패시터 전류와 전압의 관계를 식 (6), (7)로 나타낼 수 있다.

$$i_{dcTa} = C_{dc} \frac{dV_{dcTa}}{dt} \quad (6)$$

$$i_{dcBa} = C_{dc} \frac{dV_{dcBa}}{dt} \quad (7)$$

식 (6), (7)과 식 (1)을 정리하면 a상 부하로 인한 직류링크 전압 오차를 식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$i_{oa} = -C_{dc} \frac{dV_{diffa}}{dt} \quad (8)$$

이와 같은 방법으로 b, c상의 부하로 인한 직류링크 전압 오차를 구하면, 최종적으로 a, b, c상에 연결된 부하로 인한 직류링크 전압 오차는 식 (9)로 나타낼 수 있다.

$$V_{diff} = V_{diffa} + V_{diffb} + V_{diffc} \quad (9)$$

여기서 V_{diffb} 와 V_{diffc} 는 각각 b, c상의 부하로 인한 직류링크전압 오차를 나타낸다.

식 (8)로부터 직류링크 전압 오차는 출력전류와 동일한 주파수 성분을 갖는 것을 알 수 있고, 식 (9)로부터 직류링크전압 양단 오차는 각 상에 연결된 부하로 인하여 발생하는 직류링크 전압 오차의 합이므로 각 상에 흐르는 출력전류 주파수 성분 이외의 성분이 발생하지 않는 것을 알 수 있다.

2.2 Neutral Leg의 수학적 모델링

그림 2는 neutral leg이 포함된 3상 4선식 인버터를 나타낸다. neutral leg 제어는 인버터의 각 상과 별개로 제어가 가능하기 때문에 독립적인 모델링이 가능하다.

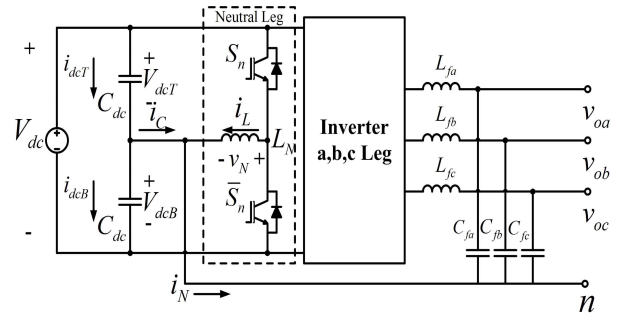


그림 2. Neutral leg이 포함된 3상 4선식 인버터
Fig. 2. Three-phase four-wire inverter including neutral leg

식 (10)은 참고문헌[3]에서 인용한 neutral leg 모델링에 필요한 전압, 전류 식이다.

$$\begin{cases} v_N = L_N \frac{di_L}{dt} \\ i_N = i_L + i_c \\ i_c = C_{dc} \frac{dV_{dcT}}{dt} - C_{dc} \frac{dV_{dcB}}{dt} = C_{dc} \frac{dV_{diff}}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

여기서 v_N 은 인덕터 전압, i_L 은 인덕터 전류, i_c 는 직류링크 전류를 나타낸다.

식 (10)을 neutral leg 모델을 전달함수로 나타내면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

그림 3으로부터 neutral leg 제어목표는 V_{diff} 을 0에 가깝게 만드는 것과 대부분의 중성선 전류가 neutral leg을 통하여 흐르게 하는 두 가지로 나누어진다.

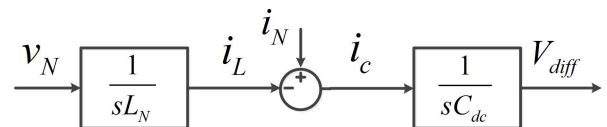


그림 3. Neutral leg 모델
Fig. 3. Neutral leg model

여기서 중성선 전류는 neutral leg 인덕터 전류와 완전히 동일하게 제어할 수는 없다. 그 이유는 neutral leg 스위칭 주파수 이상의 성분이 인덕터 전류에 흐를 수 없기 때문이다. 이와 같은 이유로 직류 링크 전류 i_c 에는 스위칭으로 인한 리플성분이 존재하게 되고, 이에 따라서 V_{diff} 도 완전히 0이 될 수 없고 스위칭 리플이 존재하게 된다. 그러나 심각한 직류 링크 전압 불균형을 가져오는 성분들은 대부분 스위칭 주파수보다 낮은 주파수 성분이기 때문에 본 논문이 제안하는 neutral leg 제어기로서 우수한 성능을 낼 수 있다.

3. 제안한 Neutral Leg 제어기

2장에서 해석한 직류 링크 전압 오차와 모델링을 이용하여 neutral leg 제어기를 제안한다. 2.2절에서 밝혔듯이 neutral leg의 제어목표는 V_{diff} 을 0에 가깝게 만드는 것과 대부분의 중성선 전류가 neutral leg을 통하여 흐르게 하는 것이다. 직류 링크 전압 오차는 2.1절의 해석과 같이 부하 전류의 주파수 성분을 갖게 되는데, 예를 들어 인버터 출력 단에 불평형 선형부하가 연결되면 직류 링크 전압 오차는 인버터 출력전압의 기본주파수 성분인 ω_o 를 갖게 되고, 불평형 비선형부하가 연결되면 직류 링크 전압 오차는 주로 인버터 출력 전압의 기본주파수 성분인 ω_o 와 $3\omega_o$, $5\omega_o$ 인 고조파 주파수 성분을 갖게 된다. 이와 같이 AC 성분을 갖는 직류 링크 전압 오차를 제어하기 위하여 일반적인 PI 제어기를 사용하면 제어기 이득에 따라 각 주파수 성분들의 정상상태 오차나 위상 지연 발생으로 인한 시스템 불안정 등의 문제를 야기할 수 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 PR 제어기를 이용하여 기본 주파수와 고조파를 효과적으로 제어할 수 있는 방법을 제안한다. PR 제어기는 AC 성분 제어를 위하여 별도의 성분변환 없이 설계된 공진 제어기의 주파수 성분의 정상상태 오차를 0으로 제어할 수 있는 장점을 가지고 있다[6]. 이러한 장점을 토대로 제안한 neutral leg 제어기는 식 (11), (12)로 나타낼 수 있다.

$$v_{N1} = PR_v(s) \times V_{diff} \tag{11}$$

$$= (k_{pv} + k_{rv1} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} + k_{rv3} \frac{s}{s^2 + (3\omega_o)^2} + k_{rv5} \frac{s}{s^2 + (5\omega_o)^2}) \times V_{diff}$$

$$v_{N2} = PR_i(s)(i_N - i_L) = PR_i(s) \times i_c \tag{12}$$

$$= (k_{pi} + k_{ri1} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} + k_{ri3} \frac{s}{s^2 + (3\omega_o)^2} + k_{ri5} \frac{s}{s^2 + (5\omega_o)^2}) \times i_c$$

여기서 k_{pv} , k_{pi} 는 시스템의 과도응답을 결정하는 비례 제어기 이득을 의미하고, $k_{rv1,3,5}$, $k_{ri1,3,5}$ 는 기본파와 3, 5조파에서 무한대의 이득을 갖는 공진 제어기 이득을 의미한다. 본 논문에서는 $k_{pv} = 10$, $k_{rv1} = 10$, $k_{rv3} = 20$, $k_{rv5} = 30$, $k_{pi} = 1$, $k_{ri1} = 100$, $k_{ri3} = 200$, $k_{ri5} = 300$ 로 설계하였고, $\omega_o = 377\text{rad/s}$ 이다. 각 공진 제어기의 주파수 특성은 그림 4, 그림 5와 같다.

그림 5의 PR_v 제어기는 PR_i 제어기와 같이 주파수 ω_o 와 $3\omega_o$, $5\omega_o$ 에서 높은 이득을 갖는다. 그러나 주파수 ω_o 와 $3\omega_o$, $5\omega_o$ 를 제외한 주파수 영역에서 0dB의 이득을 갖는 PR_i 제어기와는 달리 PR_v 제어기는 20dB 갖게 설계되어 있는데 이는 neutral leg의 스위칭 소자 on/off 시간 차이로 인해 발생하는 직류 링크 전압 오차의 직류성분을 제거하기 위하여 DC 영역의 이득을 높여주는 것이다.

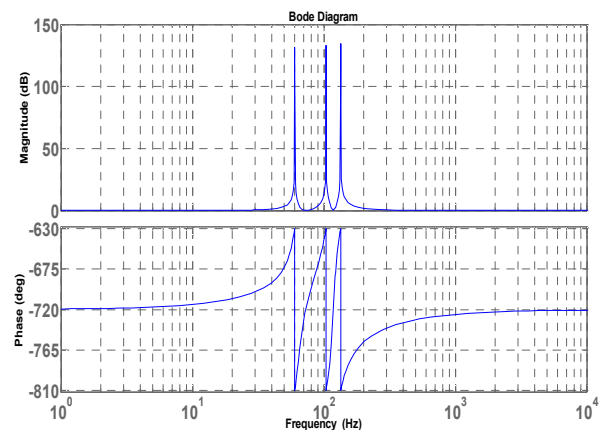


그림 4. PR_i 제어기 bode 선도
Fig. 4. PR_i controller bode plot

PR 제어를 이용한 3상 4선식 인버터 Neutral Leg 제어 방법

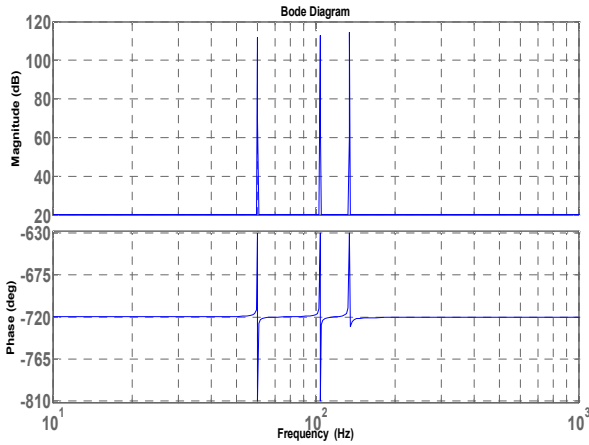


그림 5. PR_v 제어기 bode 선도
Fig. 5. PR_v controller bode plot

그림 6은 PR 제어를 이용한 neutral leg 제어 블록을 나타낸다. 먼저, PR_v 은 V_{diff} 를 입력받아 직류링크 전압 양단 오차를 0으로 제어하는 성분 v_{N1} 을 출력하고, PR_i 는 i_c 를 입력받아 직류링크 커패시터 전류를 0으로 제어하는 성분 v_{N2} 를 출력한다. 두 성분이 더해

져 neutral leg의 상 전압 기준치 v_N^* 을 만들고, 최종적으로 삼각파와 비교되어 neutral leg의 스위칭 신호로 공급된다.

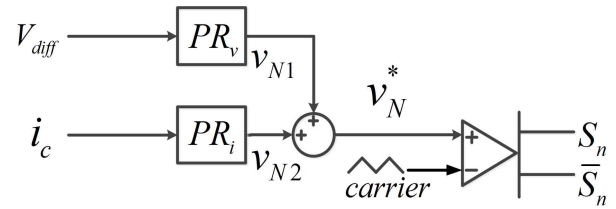


그림 6. 제안한 neutral leg 제어기 블록
Fig. 6. Proposed neutral leg controller block

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 제어 알고리즘을 적용한 3상 4선식 neutral leg에 대한 시뮬레이션을 수행한다. 그림 7은 시뮬레이션 회로이고, 표 1은 시뮬레이션 파라미터를 나타낸다. 시뮬레이션 프로그램은 PSIM을 이용한다.

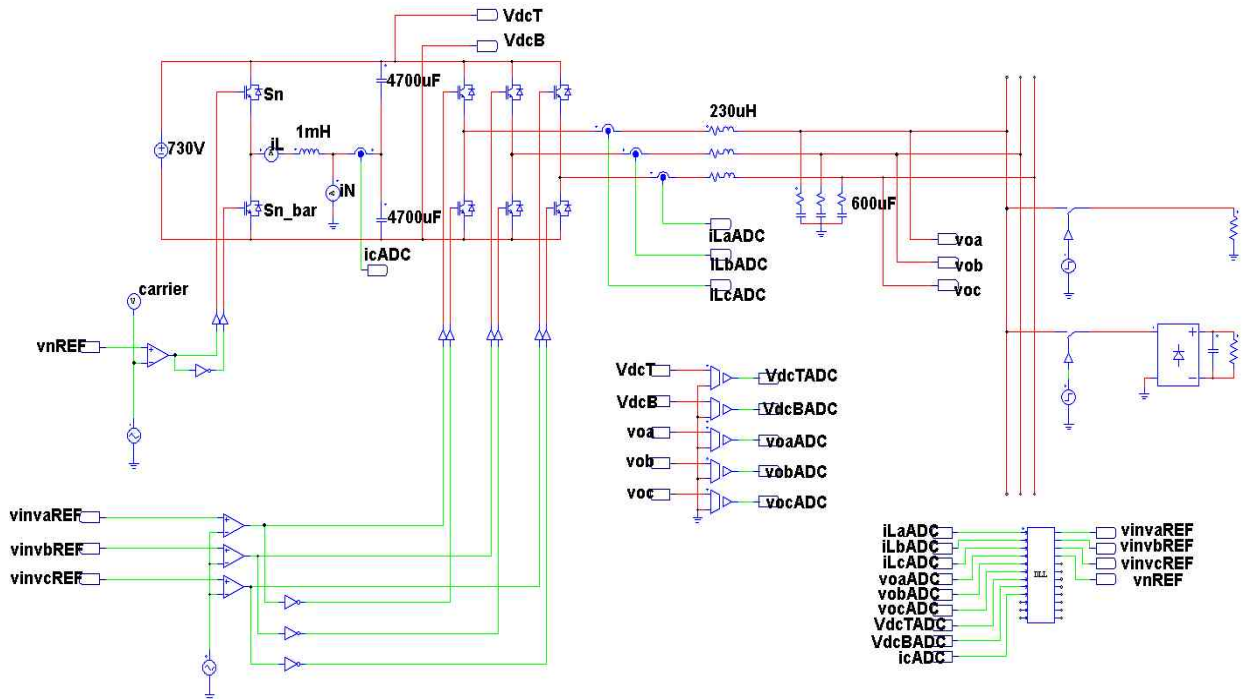


그림 7. 시뮬레이션 회로
Fig. 7. Simulation circuit

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameter

파라미터	값
인버터 용량	100kW
V_{dc}	730V
C_{dc}	4700uF
L_N	1mH
$L_{f,abc}$	230uH
$C_{f,abc}$	600uF

그림 8은 인버터 출력 a상에만 약 30kW의 선형부하가 연결되어 인버터 출력의 불균형이 발생 하였을 때 0.2초를 기준으로 제안한 neutral leg 제어기 투입 전과 후의 직류링크 전압 오차, 커패시터 전류, 인덕터 전류, 중성선 전류를 나타낸다. 제안한 neutral leg 제어기 투입 전에는 부하 불평형으로 인하여 커패시터 전류에 ω_c 성분을 갖는 전류가 흐르게 되고, 이 영향으로 직류링크 전압 오차가 약 85V 피크치로 나타난다. 제안한 neutral leg 제어기 투입 후에는 ω_c 성분을 갖는 전류만 인덕터를 통해 흐르게 되고 커패시터 전류에는 스위칭성분 전류만 남게 된다. 이로 인해 직류링크 전압 오차도 줄어들게 되는 것을 알 수 있다. 중성선 전류는 neutral leg 제어기 투입 후에 약간 증가하는 것처럼 나타나지만 이는 neutral leg이 동작하면서 발생하는 스위칭 성분으로서 ω_c 성분전류의 변화는 없다. 제안한 neutral leg 제어기의 직류링크 전압 오차 제어

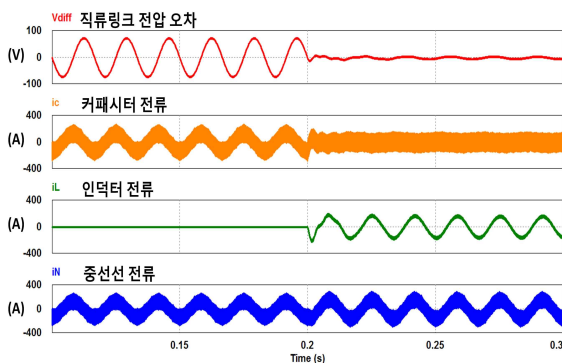


그림 8. 불평형 선형부하 연결 시 시뮬레이션 결과
Fig. 8. Unbalanced linear load simulation result

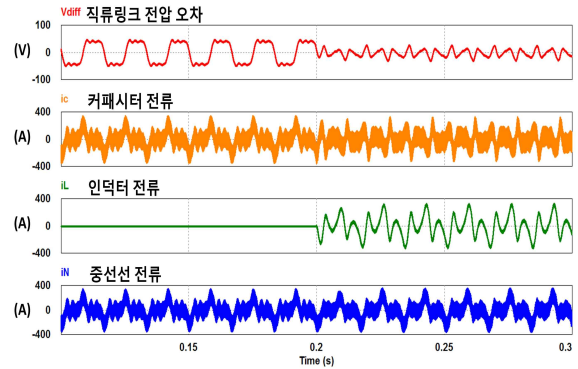


그림 9. 불평형 비선형부하 연결 시 시뮬레이션 파형 (ω_0 제어기)
Fig. 9. Unbalanced nonlinear load simulation result (ω_0 controller)

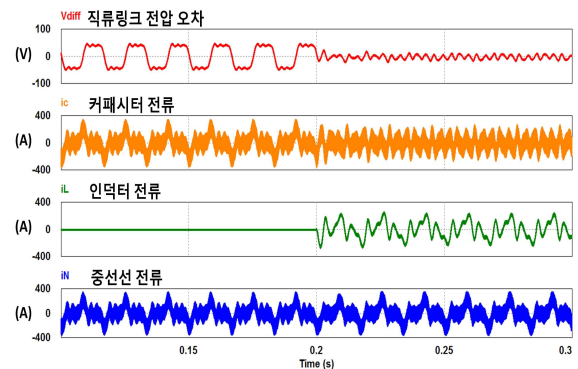


그림 10. 불평형 비선형부하 연결시 시뮬레이션 파형 ($\omega_0 + 3\omega_0$ 제어기)
Fig. 10. Unbalanced nonlinear load simulation result ($\omega_0 + 3\omega_0$ controller)

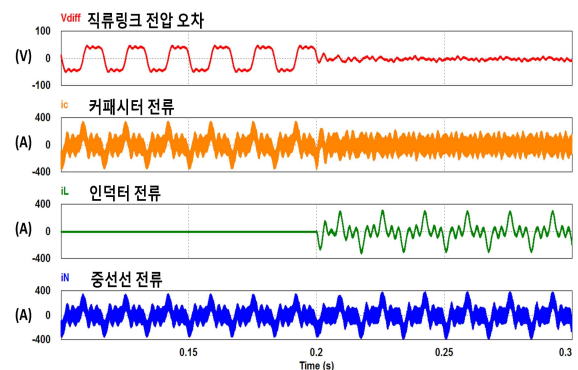


그림 11. 불평형 비선형부하 연결 시 시뮬레이션 파형 ($\omega_0 + 3\omega_0 + 5\omega_0$ 제어기)
Fig. 11. Unbalanced nonlinear load simulation result ($\omega_0 + 3\omega_0 + 5\omega_0$ controller)

성능은 그림 12에 나타난다. 그림 12의 Y축은 직류링크 전압 오차의 AC성분 피크치를 나타낸다.

그림 9, 10, 11은 인버터 출력 a상에만 30kW의 단상 다이오드 정류기와 같은 비선형부하가 연결되어 인버터 출력의 불균형이 발생하였을 때 0.2초를 기준으로 제안한 neutral leg 제어기 투입 전과 후의 직류링크 전압 오차, 커패시터 전류, 인덕터 전류, 중성선 전류를 나타낸다.

그림 9, 10, 11의 각 시뮬레이션 결과의 차이는 그림 9는 neutral leg 제어기의 공진제어기가 ω_0 성분 제어기만 있을 때, 그림 10은 ω_0 와 $3\omega_0$ 성분 제어기만 있을 때, 그림 11은 ω_0 와 $3\omega_0$, $5\omega_0$ 성분 제어기가 있을 때의 제어 성능이 다르게 나타난다는 것이다. neutral leg 제어기 투입 전 후의 파형 변화 특성은 선형부하를 연결했을 때와 유사하게 나타나는 것을 알 수 있다. 또한, 그림 12를 통하여 공진제어기의 제어 범위가 증가할수록 우수한 제어 성능을 갖게 되는 것을 알 수 있다.

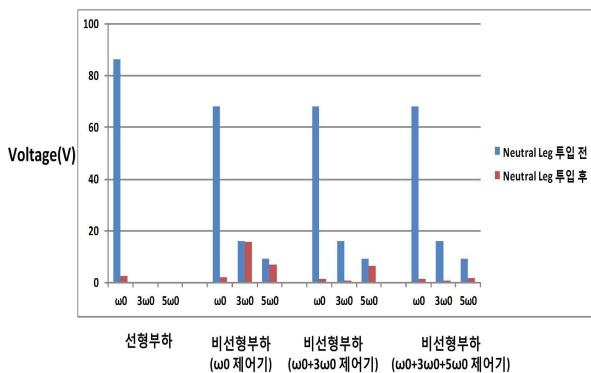


그림 12. Neutral leg 제어 전과 후 직류링크전압 오차 비교

Fig. 12. Comparing with dc-link voltage error before neutral leg control and after neutral leg control

5. 결 론

본 논문은 PR 제어기를 이용한 새로운 형태의 neutral leg 제어기를 제안하였다. 제안한 제어기는 직류 전압 오차 제어와 직류링크 커패시터 전류 제어 모두 동일한 제어기를 사용함으로써 제어기의 신뢰

도를 향상 시켰다. 또한 PR 제어기의 특성을 이용하여 직류링크 전압 오차의 주파수 성분을 해석하고 그에 알맞은 제어기를 설계했다. 설계된 PR 제어기는 불평형 선형부하 및 비선형부하 연결 시에도 직류링크 전압 오차와 직류링크 커패시터 전류를 감소시키는데 우수한 특성을 가진다. 시뮬레이션을 통하여 본 논문이 제안한 제어방법의 타당성과 실효성을 증명하였다.

이 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술 연구비(일부) 지원으로 수행되었습니다.

References

- [1] Y. B. Byun, S. J. Park, Y. B. Choo, S. J. Kwon and C. U. Kim, "A Study on the Distortion Reducing of Output Voltage for UPS by Estimated Load Current," Transactions of KIEE, vol. 12, no. 1, pp. 69-77, 1998.
- [2] H. M. Yun, J. Y. Bae and Y. Kim, "The Inverter Control Method Using The Voltage Sag Compensation algorithm," Transactions of KIEE, vol. 26, no. 12, pp. 62-67, 2012.
- [3] Q. C. Zhong, L. Hobson and M. G. Jayne, "Classical Control of the Neutral Point in 4-wire 3-phase DC-AC Converters," Electrical Power Quality and Utilisation Journal, vol. 11, no. 2, pp. 111-119, 2005.
- [4] Q. C. Zhong, J. Liang, G. Weiss, C. Feng, and T. C. Green, "H ∞ Control of the Neutral Point in Four-Wire Three-Phase DC-AC Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, pp. 1594-1602, 2006.
- [5] T. Hornik, Q. C. Zhong, "Parallel PI Voltage-H ∞ Current Controller for the Neutral Point of a Three-Phase Inverter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 4, pp. 1335-1343, 2013.
- [6] W. C. Lee, "Maximum Power Point Tracking Control for a Grid-Tie Photovoltaic Inverter," Transactions of KIEE, vol. 23, no. 5, pp. 72-79, 2009.
- [7] S. H. Han, J. H. Park, H. G. Kim, H. N. Cha, T. W. Chun and E. C. Nho, "Dead Time Compensation of Grid-connected Inverter Using Resonant Controller," Transactions of KIPE, vol. 16, no. 6, pp. 569-576, 2011.
- [8] J. H. Park, T. H. Jo, H. G. Kim, T. W. Chun, E. C. Nho and H. N. Cha, "Comparison of Current Controllers of Grid-connected PCS for Distributed Resources," Transactions of KIPE, vol. 17, no. 3, pp. 274-280, 2012.
- [9] T. H. Nguten, D. C. Lee and S. G. Lee, "Sinusoidal Current Control of Single-Phase PWM Converters under Voltage Source Distortion Using Composite Observer," Transactions of KIPE, vol. 16, no. 5, pp. 466-476, 2011.

◇ 저자소개 ◇



한정호 (韓廷虎)

1984년 11월 3일생. 2008년 서울과학기술대학교 전기공학과 졸업. 2011년 동 대학원 철도전문대학원 철도전기신호공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 박사과정.
E-Mail : hanston@seoultech.ac.kr



송중호 (宋重鎬)

1957년 1월 30일생. 1980년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(박사). 1995~1996년 미국 위스콘신대 초빙연구원. 1982~1985년 이화전기 기술 개발부. 1985~2002년 한국과학기술원 지능제어연구센터 책임연구원. 2002년~현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 교수

E-Mail : joongho@seoultech.ac.kr