

R-L부하를 가진 구형파 VSI의 전압크기 제어

김경원,* 홍순찬,* 유종걸,** 김상균,*** 박채운***
 단국대학교 전기공학과,* 산업기술시험원,** 한국철도차량(주)***

Voltage Amplitude Control of Square-Wave VSIs with an R-L Load

Kyung-Won Kim,* Soon-Chan Hong,* Jong-Gul Yoo,** Sang-Kyun Kim,*** Chae-Woon Park***
 Dankook University,* KTL,** Korea Rolling Stock Co.***

ABSTRACT

This paper proposes a modified α conduction mode for controlling the output voltage magnitude of three-phase square-wave VSIs with an R-L load. From the viewpoint of both power capacity and switching losses, three-phase square-wave inverters are now used in most high power systems. When the square-wave VSI is driven with α conduction mode to control the magnitude of output voltages, interval over than half period is operated with 180° conduction mode and the other interval with 120° conduction mode. In 120° conduction mode operation, two output terminals are connected to DC supply and the third one remains open. The potential of this open terminal will depend on the load characteristics and is unpredictable except the case of pure resistive loads. To cope this problem, we propose the modified α conduction mode.

1. 서 론

PWM기법은 유연성이 좋으므로 인버터 제어에 적합하다. PWM기법을 사용하면 출력전압의 크기를 제어함과 동시에 고조파도 저감시킬 수 있으므로 중소용량의 인버터 제어에 많이 사용된다. 그러나 PWM기법을 사용하면 스위칭 손실이 급증하는 단점이 있다.

전력용 반도체소자는 대전력용일수록 주파수 특성이 나쁘므로 대전력 시스템에 PWM기법을 적용하는 데에는 한계가 있다. 또한 대전력 인버터 시스템에서는 스위칭 손실이 심각해지므로 상대적으로 스위칭 손실이 적은 3상 구형파 인버터가 아직도 대전력용으로 많이 사용되고 있다.

구형파 인버터에서 출력전압의 크기를 제어하는

방법으로 α 도통방식이 제안되었다.^[1] 이 방식을 사용하면 선간전압의 기본파 성분은 13.4%의 전압 마진으로 제어되며, 대칭적으로 펄스폭 α 를 제어하므로 전압의 크기 제어에 의한 위상 변동도 없다. 3상 구형파 인버터에 순저항부하가 걸려있을 경우에는 α 도통모드 방식에 의해 출력전압의 크기가 원활하게 제어된다. 그러나 R-L부하일 경우에는 출력전압의 크기 및 위상이 제어신호만으로 제어되지 않는 문제가 발생한다.

본 논문에서는 R-L부하일 때에도 3상 구형파 인버터의 출력전압 크기를 제어할 수 있는 수정된 α 도통모드를 제안하고 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 검증하고자 한다.

2. 구형파 VSI의 출력전압 제어

2.1 R부하일 때의 α 도통방식

그림 1과 같은 3상 구형파 VSI의 제어방식으로는 한주기 내에서 각 스위치 도통구간의 길이에 따라 180° 도통방식과 120° 도통방식이 많이 사용된다.^[2] 180° 도통방식과 120° 도통방식은 입력전압이 변동하게 되면 일정한 출력전압을 얻을 수 없다.

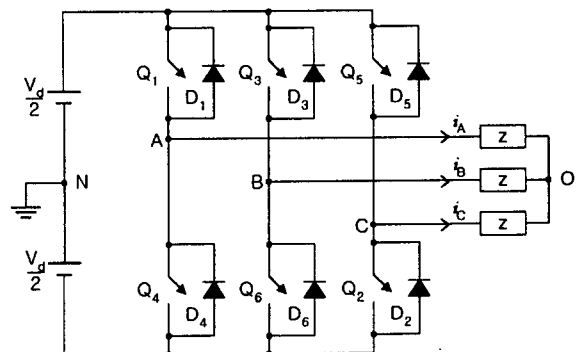
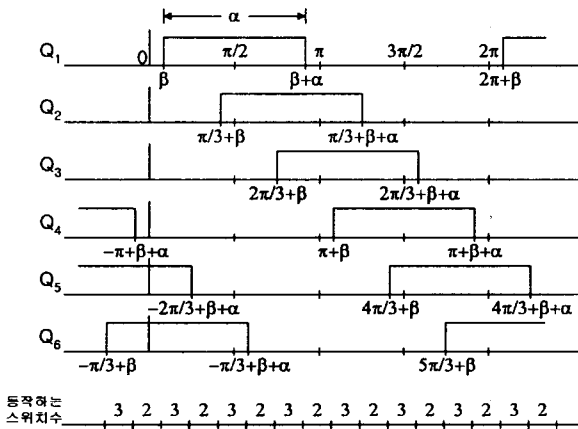


그림 1 3상 VSI
 Fig. 1 Three-phase VSI.

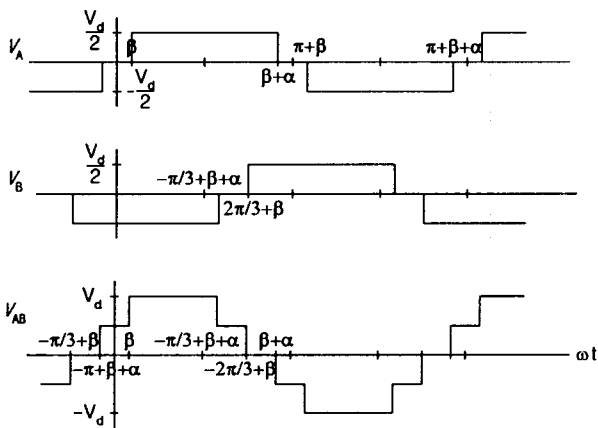
인버터의 출력전압 크기를 제어하려면 게이트 신호의 펄스폭 α 를 $2\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ 의 범위를 갖도록 하여야 한다. α 를 $2\pi/3$ 미만으로 하면 스위치 하나에만 게이팅 신호가 가해지는 구간이 발생하고, 이러한 구간에서는 직류전원으로부터 부하로 에너지가 전달되지 않는다. 각 스위치에서 스위칭 신호의 폭을 α 로 제어하고자 할 때 펄스를 한쪽에서만 줄이면 기본파의 위상이 변화하므로 펄스의 양쪽에서 동일한 폭으로 줄인다.

그림 2는 α 도통방식을 사용했을 때의 게이트 신호와 출력전압을 나타낸 것이다. 그림 2(a)의 하단에 각 구간에서 동작하는 스위치의 수를 구간별로 구분하였는데, 3개가 동작하는 구간은 180° 도통방식과 같은 동작을 하고, 2개가 동작하는 구간은 120° 도통방식과 같은 동작을 하게 된다.

$\beta = (\pi - \alpha)/2$ 의 관계를 적용하여 그림 2(b)의 v_{AB} 파형을 푸리에 급수로 전개하면 다음과 같다.



(a) 게이트 신호



(b) 출력 선간전압 v_{AB}

그림 2. α 도통방식의 게이트 신호와 출력전압
Fig. 2. Gate signals and output voltage in α conduction mode.

$$v_{AB} = \sum_n \frac{4V_d}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \cos n\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right) \sin n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (1)$$

선간전압 기본파 성분의 실효값 $V_{1,L-L}$ 은 펄스폭의 범위가 $2\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ 이므로

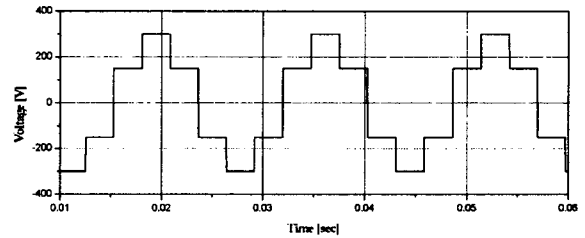
$$\frac{3\sqrt{2}}{2\pi} V_d \leq V_{1,L-L} \leq \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \quad (2)$$

가 되며, $(3\sqrt{2}/2\pi)V_d$ 는 $(\sqrt{6}/\pi)V_d$ 의 0.866배이므로 가변되는 전압의 마진은 최대값인 $(\sqrt{6}/\pi)V_d$ 을 기준으로 하여 13.4%이다.

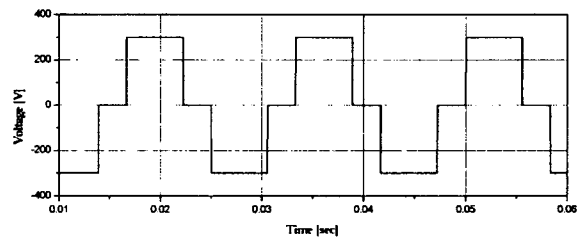
그림 1의 3상 VSI에서 부하가 순저항부하일 때 α 도통방식에 의해 출력전압의 크기가 제어됨을 확인하기 위하여 $V_d = 300\text{V}$, $R = 10\ \Omega$ 인 경우를 시뮬레이션하였다. 그림 3은 도통각이 각각 120° , 180° , 140° 일 때의 선간전압을 나타낸 것으로서 출력 선간전압이 제어되고 있음을 알 수 있다.

2.2 R-L 부하일 때의 α 도통방식

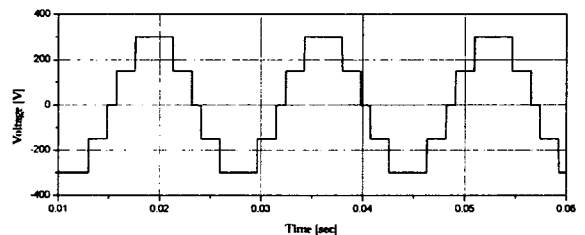
그림 4(a)는 그림 3(c)와 같이 $\alpha = 140^\circ$ 이고 $R = 10\ \Omega$ 인 조건에 9mH의 인덕터를 추가한 R-L부



(a) 120° 도통방식



(b) 180° 도통방식



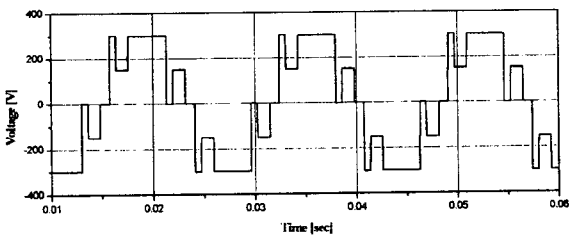
(c) α 도통방식 ($\alpha = 140^\circ$)

그림 3 R부하일 때의 선간전압

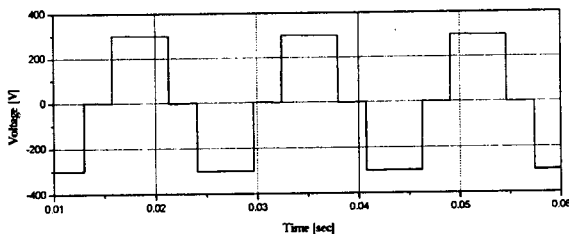
Fig. 3 Line-to-line voltage for R loads.

하일 때의 선간전압 파형이다. 이 그림을 그림 3(c)와 비교해보면 매 주기마다 두 군데에서 전압이 상승하며 두 군데에서 전압이 낮아져 노치가 발생함을 알 수 있다. 이러한 현상은 α 도통방식에서 120° 도통방식으로 동작하는 구간에서 발생한다.

그림 1의 회로에서 제일 왼편에 위치한 암을 예로 하여 설명한다. 이 암에서 부하가 순저항부하이면 Q_1 과 Q_4 가 동시에 오프상태이어도 A점과 O점 사이에 전류가 흐르지 않으므로 A점의 전위 v_A 가 0이 된다. 그러나 R-L부하가 되면 L에 저장되어 있던 에너지가 D_1 또는 D_4 를 통해 방출되므로 Q_1 과 Q_4 모두 오프되기 전에 $i_A < 0$ 이었으면 D_1 이 도통되어 $v_A = +V_d/2$ 이며, $i_A > 0$ 이었으면 D_4 가 도통되어 $v_A = -V_d/2$ 가 된다. 이러한 현상은 L에 저장되어 있던 에너지가 모두 방출될 때까지 지속되며, 에너지가 모두 방출된 후에는 $v_A = 0$ 이 된다. 그러나 L값이 커지면 L에 저장되는 에너지가 증가하므로 다음 차례의 능동 스위치 Q가 턴온될 때까지 L의 저장에너지가 모두 방출되지 못하기 때문에 그림 4(b)와 같은 파형이 된다. 이러한 상황이 되면 α 도통방식임에도 불구하고 선간전압의 파형이 그림 3(b)의 180° 도통방식일 때의 파형과 같아진다. 따라서 R-L부하일 때에는 제어신호에 의해서 출력전압의 크기 및 위상을 제어할 수 없는 상태가 된다.



(a) $R = 10 \Omega$, $L = 9 \text{ mH}$ 일 때



(b) $R = 10 \Omega$, $L = 30 \text{ mH}$ 일 때

그림 4 α 도통방식에서 $\alpha = 140^\circ$ 일 때의 선간전압
Fig. 4 Line-to-line voltage for $\alpha = 140^\circ$
in α conduction mode.

3. 수정 α 도통방식

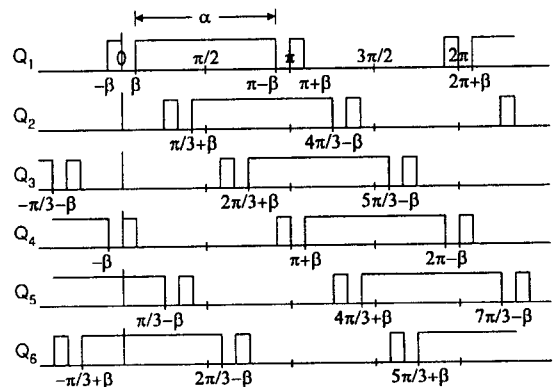
구형파 인버터가 120° 도통방식으로 운전될 때 부

하가 R-L부하이면 세 출력단자 중 한 단자의 전위가 부하의 특성에 따라 달라진다. 이러한 현상을 막고 R-L부하일 때에도 출력전압의 크기를 제어하기 위해 그림 5와 같은 수정 α 도통방식을 제안한다. 이 방식에서는 어느 암이든 상하 두 스위칭소자 중 한 소자는 턴온되므로 전구간에서 180° 도통방식으로 운전된다. 이때 게이트신호는 첫 반주기에 서와 같이 90° 를 중심으로 하여 β 만큼 감소시켜야 위상 변동이 발생하지 않는다.

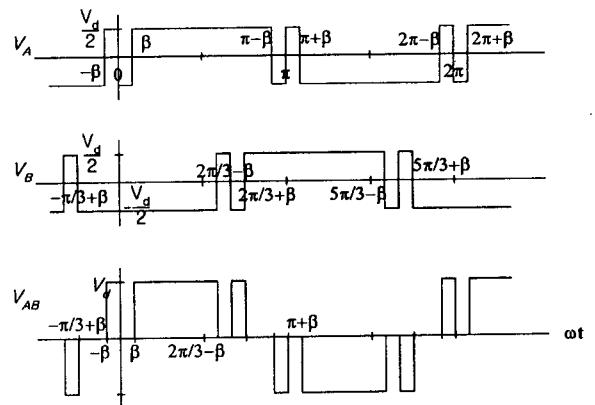
$\beta = (\pi - \alpha)/2$ 의 관계를 이용하여 그림 5(b)의 선간전압을 푸리에 급수로 전개하면

$$V_{AB} = \sum_n \frac{4V_d}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \left\{ 2 \cos n \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} \right) - 1 \right\} \sin n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (3)$$

이며, n 이 홀수이고 $\cos(n\pi/6)$ 항이 3의 배수에서 0이므로 존재하는 고조파의 차수는 $(6m \pm 1)$ 차가 된다. 이때 $\alpha < \pi/2$ 이면 위상이 반전되므로 $\alpha > \pi/2$ 이어야 한다. 이와 같이 펄스폭 α 가 $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ 의 범위를 가지므로 기본파 선간전압의 실효값 범



(a) 게이트 신호



(b) 출력 선간전압

그림 5 수정 α 도통방식의 게이트 신호와 출력전압
Fig. 5 Gate signals and output voltage in
modified α conduction mode.

위는 다음과 같다.

$$\frac{\sqrt{6}}{\pi}(\sqrt{2}-1)V_d \leq V_{l,l-l} \leq \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d. \quad (4)$$

4. 수정 α 도통방식의 고조파 검토

그림 6은 직류입력전압이 $V_d = 300\text{ V}$ 일 때 기본 파 출력전압의 실효값이 $V_{o1} = 220\text{ V}$ 가 되도록 수정 α 도통방식을 적용했을 때의 선간전압 파형이다. 이 선간전압의 THD를 구해보면 44.55%이다. 이 값은 상당히 높은 값이기는 하지만 인버터의 2중화, 특수 변압기의 사용, 교류필터 등을 사용하면 고조파를 각종 규격의 제한값 이내로 저감시킬 수 있다.^[1]

PWM방식은 펄스 수가 많을수록 효과가 높은 방법이므로 그림 6과 같은 펄스 수를 가진 경우에

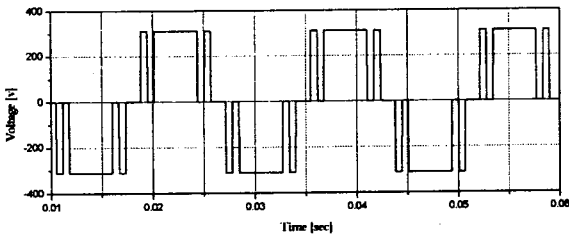
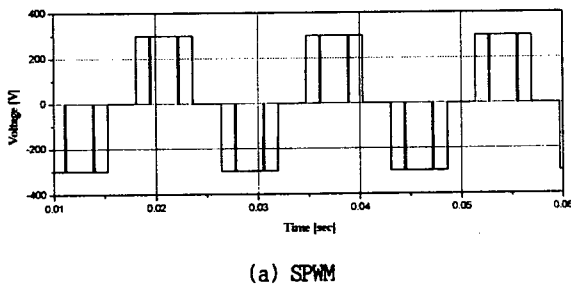
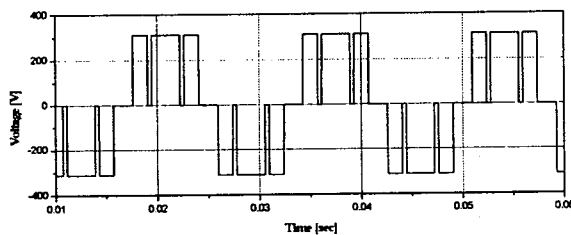


그림 6 수정 α 도통방식일 때의 선간전압
Fig. 6 Line-to-line voltage in modified α conduction mode.



(a) SPWM



(b) MSPWM

그림 7 PWM방식일 때의 선간전압
Fig. 7 Line-to-line voltage for PWM scheme.

는 장점을 살릴 수가 없다. 그러나 수정 α 도통방식과 비교하기 위하여 한 주기내에서 수정 α 도통방식에서와 같은 펄스 수를 갖는 경우를 시뮬레이션하였다. 그림 7은 그림 6에서와 같이 $V_d = 300\text{ V}$, $V_{o1} = 220\text{ V}$ 인 동일 조건하에서 SPWM(Sinusoidal PWM)방식과 MSPWM(Modified SPWM)방식을 적용했을 때의 선간전압 파형이며, 각각의 THD는 37.76%, 46.38%로서 수정 α 도통방식일 때의 THD와 크게 차이하지 않는다.

대전력 시스템에서는 사용되는 반도체 스위칭소자의 용량과 스위칭손실 때문에 구형과 운전이 불가피하다. 본 논문에서 제안한 수정 α 도통방식은 (3)에서 알 수 있듯이 $(6m \pm 1)$ 차의 고조파만 존재하므로 특정고조파를 제거하기 위해 설치하는 교류필터의 수를 줄일 수 있으며, SPWM의 경우나 MSPWM의 경우와 다르게 운송파와 삼각파의 실시간 비교가 필요하지 않으므로 현장에서 실시간으로 구현하기에 유리하다.

5. 결 론

본 논문은 대전력 시스템에 많이 사용되는 3상 구형과 인버터에서 R-L부하일 때에도 출력전압의 크기를 제어할 수 있는 수정 α 도통방식을 제안하고 시뮬레이션을 통하여 유용성을 검토하였다.

수정 α 도통모드 방식에서는 R-L부하일 때에도 전 구간에서 3상 구형과 인버터의 세 출력단자에서 전압이 확립되므로 제어신호에 의해 출력전압의 크기를 제어할 수 있게 된다. 이 방식을 사용하여도 SPWM기법이나 MSPWM기법을 사용할 때에 비해 THD가 크게 차이하지 않는다. 또한 삼각운송파와 정현파를 비교할 필요가 없으므로 실시간 구현에도 유리하다.

본 연구는 에너지자원기술개발지원센터가 지원하고 한국철도차량주식회사가 주관하는 에너지 절약기술개발사업의 연구결과중 일부임.

참 고 문 헌

- [1] 서영민 외, " α 도통모드에 의한 직류전력회생용 인버터 출력전압의 크기 제어", 전력전자학회 전력전자학술대회 논문집, pp. 351~354, 2000.
- [2] M. H. Rashid, *Power Electronics*, Prentice-Hall, Inc., 1998.