

과변조 영역에서의 제3고조파 주입형 PWM 인버터 제어 모델 분석

(Analysis of the Control Model of Third Harmonics Injected PWM Inverter
in Over Modulation Mode)

김 영 렬*

(Young-Real Kim)

요 약

본 논문에서는 3고조파를 주입한 정현파 PWM 인버터의 과변조 영역에서 인버터를 선형적으로 제어하기 위한 새로운 방법을 제시한다. 정현파 PWM에 3고조파를 삽입하면 단순한 정현파 PWM에 비해 선형영역을 확장할 수 있다. 그러나 이 경우에도 선형영역은 six-step 인버터에 비해 90% 정도가 된다. 따라서 과변조 영역에서 변조지수와 인버터 출력의 기본파 전압의 크기에 대한 관계를 분석함으로써, 과변조 영역에서 기준전압을 보정해 줄 수 있다. 보정된 기준 전압을 명령값으로 사용하게 되므로 반복 계산 없이 3고조파 주입형 정현파 PWM에서 출력전압을 six-step에서의 전압에 이르는 과변조 영역까지 선형적으로 제어가 가능하다. 인버터-유도전동기 시스템에 대한 시뮬레이션 결과를 통하여 이를 확인하였다.

Abstract

A new modified command voltage of the third harmonics injected PWM inverter is proposed to control the inverter in overmodulation mode. The third harmonics injected PWM has a extended linear region compared with the sine PWM. But it still has a maximum voltage about 90% compared with the six step inverter. By analyzing the relationship between the modulation index and the peak of the fundamental component of the modified reference voltage, we can settle the problem in over modulation mode without iteration. Then we can increase the maximum fundamental component of the third harmonics injected PWM inverter comparative to six-step inverter continuously in over modulation mode. The simulation results of the inverter-induction motor system shows the validity of this method.

1. 서 론

전압형 인버터를 제어하는데 있어서 근래에는 주

로 PWM을 이용하고 있다. PWM 인버터는 six-step 인버터에 비해 고조파가 저감되는 등 많은 이점이 있기 때문이다. 그러나 PWM 인버터는 DC 링크 전압의 이용 면에서 six-step 인버터에 비해 불리하다.

예컨대 정현파 PWM 인버터는 six-step 인버터에 비해 출력전압을 $\pi/4$ 까지 이용할 수 있다. 물론 그

* 정회원 : 안양대학교 조교수
접수일자 : 2000년 8월 18일

이후에도 출력 전압을 높여서 six-step 인버터 운전
에 이르도록 할 수는 있지만 이 경우 pulse
-dropping이 발생하고 전압 명령값과 출력 전압은
비례하지 않고 비선형적으로 된다.

따라서 원하는 출력 전압을 얻기 위한 제어 방법
이 간단하지 않다 즉 출력 전압을 높이기 위해서는
PWM 인버터도 최종적으로는 six-step 인버터로 운
전하게 되며 선형 제어가 가능한 PWM 영역에서
six-step 인버터로 운전되는 중간 단계는 과변조 영
역이 된다.[5]

때문에 우선은 선형제어 영역을 확장하려는 연구
가 시도되어 왔다. 그러한 방법으로써 3고조파를 정
현파에 주입하는 방식이 연구되었고, 이 방법에 의해
선형 영역은 정현파 PWM에 비해 1/6 정도 증가한
다.[9] 혹은 공간 전압 벡터 방식의 PWM에서도 선
형 영역은 3고조파 주입형 PWM 인버터와 같은 정
도로 증가한다. 그렇지만 어느 경우든 선형 영역은
six-step 인버터에 이르기까지 확장될 수는 없고, 선
형 제어 영역과 six-step 인버터 영역 사이의 과변조
영역이 존재한다. 따라서 또 다른 연구로서는 과변조
영역에서 PWM 인버터의 출력 전압을 간단히 제어
할 수 있는 방법에 대한 연구가 있어 왔다. 이러한
연구로서 정현파 PWM 인버터에 대해 반복 계산 등
을 하지 않고, 미리 명령값을 보정하여 원하는 출력
전압을 얻는 방법이 제안되었다.[2],[3] 또한 공간 전
압 벡터 방식의 PWM 인버터에서도 이러한 연구가
되어 왔다.[6]

그러나 공간 전압 벡터 방식에 비해 간단하며, 단
순한 정현파 PWM 방식에 비해서는 선형 영역이 넓
은 3고조파 주입형 PWM 인버터에 대해서는 과변조
영역에서 명령값을 보정하여 원하는 출력 전압을 얻
는 방법에 대한 연구가 이루어지지 않았다. 3고조파
주입형 PWM 인버터는 공간 전압 벡터 방식에 비해
간단하면서도 선형 제어 영역은 공간 전압 벡터 방
식과 같으므로 유리한 점이 있다.

따라서 본 논문에서는 이에 대한 과변조 영역 제
어 방식을 제안함으로써 3고조파 주입형 PWM 에서
의 과변조 영역 제어를 간단하게 하여 3고조파 주입
형 PWM의 장점을 최대한 이용할 수 있는 방법을
제시한다. 이 때의 보정된 전압 명령값은 출력 전압
의 기본파 크기가 변조지수와 일치하도록 사전에 변
형된다. 그러기 위해서는 전압 명령값을 보정하기 위

해 변조지수와 출력전압의 관계에 대한 분석 및 보
정된 파형에서의 출력 전압과의 관계에 대한 분석이
필요하다. 이러한 분석에 의해 전압 명령값을 보정하
기 위한 방법이 제시되고 시뮬레이션에 의해 이를
확인하였다.

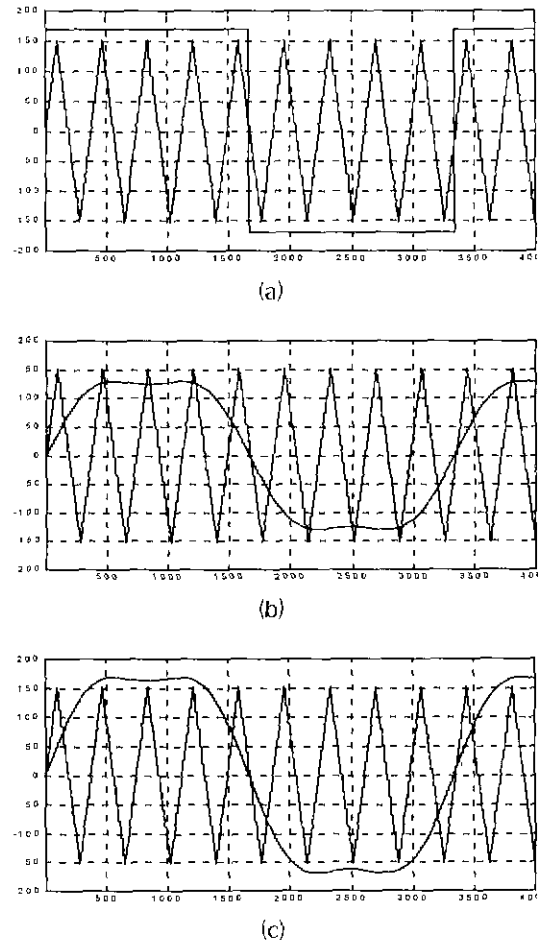


그림 1. 3고조파를 주입한 정현파 PWM 인버터의 동작

- (a) 선형 영역
- (b) 과변조 영역
- (c) six-step 운전 영역

Fig. 1. The operation of the third harmonics injected PWM inverter

- (a) linear mode
- (b) over modulation mode
- (c) six-step operation

2. 과변조 영역 분석

일반적으로 정현파 PWM에서는 기준전압은 정현파로 주어지고, 이것은 이보다 주파수가 훨씬 높은 삼각파와 비교되어 정현파 기준전압이 삼각파보다 클 때는 (+)전압을 인가하고 기준전압이 삼각파보다 작을 때에는 (-)전압을 인가하는 형식으로 스위칭을 한다.

이때 삼각파의 크기에 대한 기준전압의 크기를 변조지수라 하며, 기준전압이 삼각파보다 클 때, 즉 변조지수가 단위 값보다 커지는 경우 출력 전압은 기준전압만큼 출력되지 않고, 기준전압이 삼각파보다 큰 만큼은 volt-sec 손실분이 된다.

그런데 3고조파를 정현파에 주입하는 경우 경우에는 변조지수가 $1.1547(2/\sqrt{3})$ 이 될 때까지는 기준전압이 삼각파 크기보다 작고 그 이상이 될 때 과변조가 일어나게 된다.(그림 1) 이때의 기준전압은 정현파에 정현파 크기의 1/6의 크기이고 주파수가 3배인 고조파를 더하는 형식이 된다.

$$V = A \sin \omega t + 1/6 A \sin 3\omega t \quad (1)$$

3고조파를 주입형 정현파 PWM 인버터에서도 다른 PWM 인버터와 마찬가지로 변조지수가 증가하면 과변조 상태가 되며, 이 때 출력 전압은 기준치보다 적어진다. 이러한 현상은 그림 1에 표현하였다. 즉 변조지수가 1이 넘으면 기본적인 정현파 PWM에서는 과변조 상태가 되어 출력 전압이 기준치보다 적어지게 되고, 그림 1의 (b)의 상태가 된다. 그러나 3고조파를 주입한 정현파 PWM에서는 그림 1의 (c)와 같이 변조지수가 $1.1547(2/\sqrt{3})$ 보다 증가하면 과변조 상태가 된다.

따라서 이 경우 기준전압은 출력 전압의 감소분만큼 증가시켜주어야 할 필요가 있다. 따라서 그림 2에서와 같이 기준전압이 출력전압의 증가를 가져오지 못한 부분(그림 2에서 오른쪽빋음을 친 부분 I)에서의 volt-sec 손실분을 미리 보상해 주어야 한다. 이것은 동일한 양의 volt-sec 양을 기준전압의 전후에 보상해 줌으로써 이를 수 있다.(그림 2에서 왼쪽빋음을 친 부분 II)

결국 volt-sec 손실분을 계산하여 이를 보상해 줄

수 있는 적절한 알고리즘을 과형 분석을 통해 구해 낼 수 있다면 가능하다. 이것은 기준전압 과형의 푸리에 분석 및 보상 과형의 분석을 통하여 구할 수 있고, 이를 실제로 실시간에서 과형이 변화되는 시간을 구하는 알고리즘을 구하여야 한다.

우선 3고조파를 주입한 정현파 PWM의 경우 과변조 모드는 그림 2와 같이 두 가지 경우로 나누어 생각할 수 있다.

즉, 과변조가 막 시작되는 변조지수 1.1547에서 1.2까지의 경우(그림 2의 (a)의 경우)와 변조지수가 1.2 이상의 경우(그림 2의 (b)의 경우)로 나누어진다.

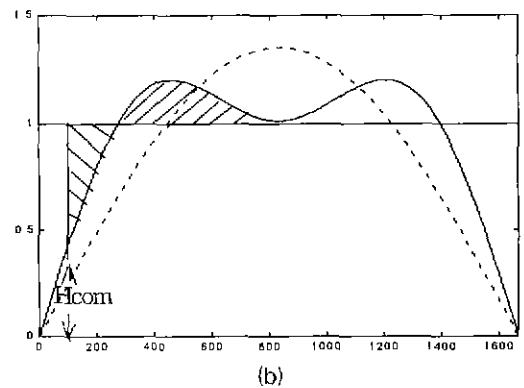
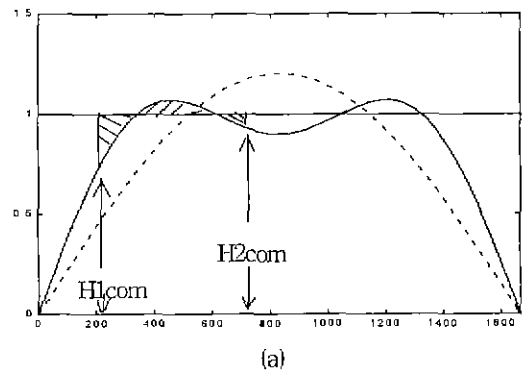


그림 2. 3고조파 주입형 정현파 PWM 인버터에서의 과변조

(a) $1.1547 < \text{변조지수} < 1.2$

(b) $1.2 < \text{변조지수} < 1.2732$

Fig. 2. Over modulation of the third harmonics injected PWM inverter

(a) $1.1547 < \text{modulation index} < 1.2$

(b) $1.2 < \text{modulation index} < 1.2732$

변조 지수가 1.1547에서 1.2까지의 첫 번째 모드에서는 기준전압의 파형이 삼각파보다 커지는 구간은 반 주기동안에 두 군데에서 일어난다. 따라서 각각의 구간에서 보정하는 알고리즘을 구하여야 한다.

반면에 변조지수가 1.2보다 큰 경우에는 기준전압의 파형이 삼각파보다 커지는 구간은 반 주기동안에 한 군데에서 일어난다.

따라서 각각의 모드에 대해 각각 보정하는 알고리즘을 구하여야 한다. 그러나 어느 경우든 기본적인 이론은 같다. 보정된 기준전압의 기본과 성분을 푸리에 변환을 통하여 구하여 이 값이 변조지수와 같아야 한다.

$$V_{com} = M_i \tag{2}$$

우선 위와 같은 조건이 만족되도록 α 각을 구한다. 이 때의 α 각은 이 순간부터 기준 전압 파형이 단위 값 이 되는 것을 의미한다. 즉 파변조 구간에서 기준 전압 파형이 단위 값보다 커지더라도 이 것은 출력 파형에 영향을 미치지 못하고 기준 전압 파형이 단위 값인 것과 같다. 따라서 기준 전압 파형이 단위 값보다 작은 순간에 미리 단위 값을 내보내면 이 것의 기본과 성분이 원하는 변조지수 값과 같도록 할 수 있다.

즉 기준 전압이 단위 값보다 큰 순간의 값이 단위 값로 제한된 것과 같은 만큼을 단위 값보다 적은 순간에 단위 값로 내 보냄으로써 전체적으로는 원하는 변조지수 값만큼을 출력에 얻을 수 있다. 그림 2에서는 왼쪽으로 빗금친 부분만큼을 오른쪽으로 빗금친 만큼으로 보상해 주는 것이다.

그러나 이 것은 단지 적분값이 같도록 하여 서로 면적이 상쇄되도록 하는 것은 아니고, 각각의 기본과 성분이 같도록 해석적으로 구하는 것이다. 원래의 파형의 기본과 성분은 그것이 곧 변조지수이므로 다시 구할 필요는 없다.

그러나 보정된 파형의 기본과 성분은 푸리에 변환에 의해서 구하여야 한다. 이렇게 하여 α 를 구할 수 있으나 이 값은 실제 시스템에 그대로 적용할 수는 없다. 기준 전압 파형이 현재 어떤 α 값인지는 알 수가 없기 때문이다. 따라서 α 값이 정해진 값 이상이 되면 기준 전압 파형을 단위 값로 내보낸다는 것은 이론적으로만 가능하다.

그러나 일단 각각의 변조지수에 대해 α 값을 이론적으로 구하는 것은 가능하다. 이 것을 그림 3에 나타내었다

이 경우 변조 지수 1.2를 전후하여 다른 파변조 모드이고 계산식은 각각 다르다. 이렇게 하여 구한 α 를 실제 스위칭 하는 순간에 대응하는 다른 값으로 대응시켜야 하는데, 이 것은 기준 전압의 크기가 어는 이상 되는 순간, 즉 기준 전압의 크기가 H_{com} 이상 되는 순간으로 대응시킬 수 있고, 따라서 실제 제어는 기준 전압이 H_{com} 이상 되는 순간부터 기준 전압을 단위 값로 내 보내면 된다. 결국 파변조 모드에서 변조 지수와 α 와의 관계를 해석적으로 구하고, 또한 α 와 H_{com} 파의 관계를 구하여 변조 지수와 H_{com} 파의 관계가 구해지며, 이 관계를 그림 4에 나타낸다.

제어에서는 변조 지수에 따라 기준 전압 파형이 그 때의 H_{com} 이상 되는 순간부터 기준 전압을 단위 값로 내보내면 된다. 각각의 파변조 모드에서 α 와 H_{com} 을 구하는 방법은 다음과 같다.

2.1 파변조 모드 I (1.1547 < M_i < 1.2)

변조 지수가 1보다 커져서 1.1547 이상이 되면 파변조가 시작된다. 이 때 변조 지수가 1.1547보다 크고 1.2 보다 작은 경우에는 그림 2의 (a)에서와 같이 1/4 주기 동안에 기준 전압 파형은 단위 값보다 작은 구간, 단위 값보다 큰 구간, 다시 단위 값보다 작은 구간으로 나누어진다. 이 때의 원하는 기본과 성분값은 변조 지수이다.

따라서 보정된 파형은 그림 2와 같이 α_1 까지는 원래의 기준 전압 파형을 그대로 사용하고, α_1 부터는 단위 값로 증가시켜서 α_1 부터 α_2 까지는 보정된 파형은 단위 값이 되며, 다시 α_2 부터 $\pi/2$ 까지는 원래의 기준 전압 파형을 사용한다.

전체 파형에 대해서는 $\pi/2$ 까지의 파형을 대칭적으로 사용하면 된다 따라서 이 때의 α_1 , α_2 를 해석적으로 구한다. 그러기 위해서는 보정된 파형의 기본과 성분이 변조 지수와 같은 값이 되도록 α_1 , α 를 구하면 된다. 따라서 보정된 파형의 기본과 성분을 푸리에 변환에 의해 구한다.

보정된 기준 전압 파형은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned}
 V_{com} &= Mi(\sin(\theta) + 1/6\sin(3\theta)) \\
 &= 1 \quad 0 < \theta < \alpha 1 \quad (3) \\
 &= Mi(\sin(\theta) + 1/6\sin(3\theta)) \\
 & \quad \alpha 1 < \theta < \alpha 2 \\
 & \quad \alpha 1 < \theta < \pi/2
 \end{aligned}$$

이 파형의 기본파 성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{\alpha 1} Mi(\sin(\theta) + 1/6\sin(3\theta))\sin\theta d\theta \\
 & + \int_{\alpha 1}^{\alpha 2} 1 \cdot \sin(\theta) d\theta \\
 & + \int_{\alpha 2}^{\pi/2} Mi(\sin(\theta) + 1/6\sin(3\theta))\sin\theta d\theta \\
 & = Mi(1/2 \alpha 1 - 5/24 \sin(2\alpha 1) - 1/48 \sin(4\alpha 1) \\
 & + 3/2 \cos(\alpha 1) - \sqrt{3}/2 \sin(\alpha 1) \\
 & + Mi \cdot 1/2(-\pi/12 + 1/2 \alpha 1) \\
 & + Mi \cdot 5/24(\sin(4\pi/3)\cos(2\alpha 1) \\
 & - \cos(4\pi/3)\sin(2\alpha 1)) \\
 & + Mi \cdot 1/48(\sin(8\pi/3)\cos(4\alpha 1) \\
 & - \cos(8\pi/3)\sin(4\alpha 1)) \quad (4)
 \end{aligned}$$

이 때의 H_{1com} 과 H_{2com} 은 다음 식과 같다.

$$H_{1com} = Mi(\sin(\alpha 1) + 1/6\sin(3\alpha 1)) \quad \pi/6 < \alpha 1 < 2\pi/3 \quad (5)$$

$$H_{2com} = Mi(\sin(\alpha 2) + 1/6\sin(3\alpha 2)) \quad 2\pi/3 < \alpha 2 < \pi/2 \quad (6)$$

$$\alpha 2 = 2\pi/3 - \alpha 1 \quad (7)$$

여기서 $\alpha 2 = 2\pi/3 - \alpha 1$ 으로서 별도로 구하지 않아도 된다.

식(4)로부터 각각의 Mi 에 대해 식(4)의 값이 Mi 와 같은 값이 되도록 $\alpha 1$ 을 구할 수 있고, 변조 지수 Mi 와 $\alpha 1$ 의 관계를 구할 수 있다.(그림 3) 식(7)에서 $\alpha 2$ 가 구해지며, 구해진 $\alpha 1, \alpha 2$ 에서 식(5),(6)에서 H_{1com} 과 H_{2com} 을 구할 수 있다. 이로부터 변조 지수 Mi 에 대한 H_{1com}, H_{2com} 이 구해진다.(그림 4)

결국 과변조 상태에서는 그 때의 Mi 에 대한 H_{com} 에 의해 기준 전압 파형이 H_{1com} 보다 커지면

기준 전압을 단위 값으로 내보내게 된다. 또한 기준 전압 파형이 H_{2com} 보다 작아지는 순간부터 다시 원래의 기준 전압 파형을 명령치로 내보내게 된다. 이러한 방법으로 기준 전압 파형을 보정해 줌으로써 과변조 상태에서도 변조지수에 맞는 출력 전압의 기본파 크기를 얻을 수 있다.

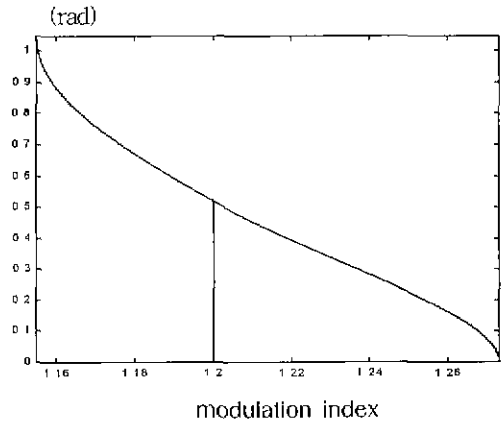


그림 3. 변조지수 Mi 에 대한 α 각의 변화
Fig 3. Variation of angle α versus modulation index Mi

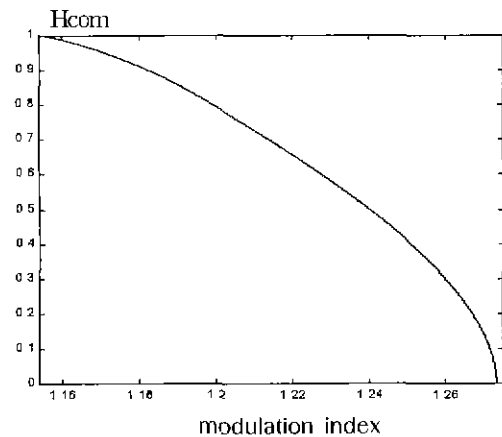


그림 4. 변조지수 Mi 에 대한 제어변수 H 의 변화
Fig 4. Variation of control parameter H versus modulation index Mi

2.2 과변조 모드 II ($1.2 < Mi < 1.2732$)

변조 지수가 1.2보다 커지게 되면, 기준 전압 파형

은 그림 2의 (b)에서와 같이 1/4 주기 동안에 한번 단위 값보다 커지고 다시 이보다 작아지지 않는다.

과변조 모드 1에서와 같이 원래의 기준 전압 파형의 기본과 성분, 즉 변조지수와 같은 기본과 성분을 갖도록 기준 전압 파형을 보정해 주면 되는데, 이 때는 $\alpha 1$ 이후부터 기준 전압은 단위 값을 갖도록 보정하여 준다. 1/4 주기 안에 다시 단위 값 이하로 필요는 없다. 앞서서와 마찬가지로 1/4 주기 이후는 대칭적인 모양이 된다. 그러므로 필요한 값은 $\alpha 1$ 하나뿐이다. 따라서 $\alpha 1$ 은 과변조 모드 1에서와 같은 방식으로 구하게 되며, $\alpha 2$ 는 구할 필요가 없다.

보정된 기준 전압 파형은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$V_{com} = M_i(\sin(\theta) + 1/6\sin(3\theta)) \quad 0 < \theta < \alpha 1$$

$$= 1 \quad \alpha 1 < \theta < \pi/2 \quad (8)$$

이 파형의 기본과 성분은 다음과 같다.

$$\int_0^{\alpha 1} M_i(\sin(\theta) + 1/6\sin(3\theta))\sin\theta \, d\theta$$

$$+ \int_{\alpha 1}^{\pi/2} 1 \cdot \sin(\theta) \, d\theta$$

$$= M_i(1/2 \alpha 1 - 5/24\sin(2\alpha 1) - 1/48\sin(4\alpha 1)) \quad (9)$$

이 때의 H_{1com} 은 다음 식과 같다.

$$H_{1com} = M_i(\sin(\alpha 1) + 1/6\sin(3\alpha 1)) \quad \alpha 1 < \pi/6 \quad (10)$$

식(9)로부터 변조지수와 같은 값의 기본과 성분을 갖도록 $\alpha 1$ 을 구할 수 있다. 이 값에서 식(10)에 의해 H_{1com} 을 구할 수 있으며, 이로부터 변조 지수에 해당하는 H_{1com} 을 구할 수 있다.

결국 각각의 변조 지수에 대해 기준 전압 파형이 H_{1com} 에 이르는 순간 기준 전압을 단위 값으로 보정하여 내 보내줌으로써 보정된 기준 전압 파형에 의해 출력 전압은 변조 지수에 해당하는 기본과 성분을 갖게 된다.

3. 시뮬레이션 결과

과변조 영역에 대한 인버터 제어에 대한 이와 같은 방법을 인버터-유도전동기 시스템에 대한 시뮬레이션에 의해 확인하였다. 전체적인 시스템의 구조는 그림 5와 같다. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 사양은 표1과 같다.

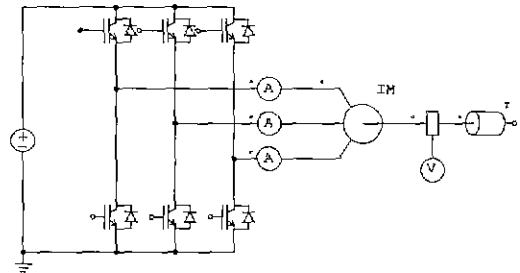


그림 5. 인버터-유도전동기 시스템 블록도
Fig. 5. Block diagram of inverter-induction motor system

표 1. 시뮬레이션의 유도전동기 상수
Table 1. Induction Motor Parameters of the Simulation Model

| | |
|------------------|------------|
| 정격용량 | 37[kW] |
| 정격속도 | 1750[rpm] |
| 고정자 저항(Rs) | 0.032[Ω] |
| 회전자 저항(Rr) | 0.02175[Ω] |
| 고정자 누설 인덕턴스(Lls) | 0.104[mH] |
| 회전자 누설 인덕턴스(Llr) | 0.104[mH] |
| 자화 인덕턴스(Lm) | 49[mH] |

앞에서 구한 제어 변수 H_{1com} , H_{2com} 에 의한 보정된 기준 전압에 의한 제어 결과를 시뮬레이션으로 확인하였다.

우선 변조 지수와 α 각과의 관계는 그림 3에 이미 나타내었고, 변조 지수와 H_{1com} , H_{2com} 과의 관계는 그림 4에 나타내었다. 이렇게 하여 보정된 기준 전압 파형과 원래의 기준 전압 파형 그리고 보정된 파형에 의한 PWM 파형을 그림 6과 7에 나타낸다.

그림 6에서는 변조 지수가 1.18인 경우로 과변조 모드 I에 해당한다.

그림 7은 변조 지수가 1.25로써 과변조 모드 II에

해당한다. 그림 5의 (a)에는 이 때의 원래 기준 전압 파형을 (b)에는 본 논문에서 제안한 방법에 의해 보정된 기준 전압 파형을 나타낸다 (c)에는 보정된 기준 전압 파형에 의한 PWM 파형을 나타낸다.

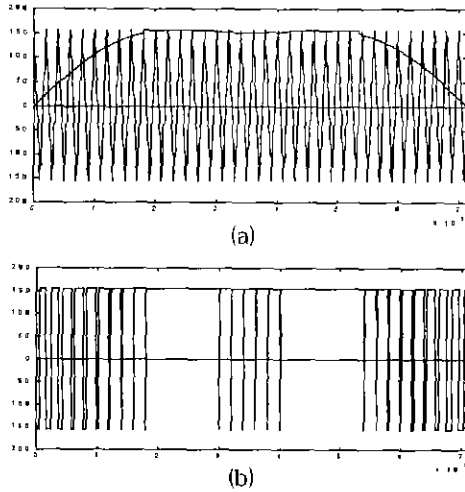


그림 6. 과변조 모드 I에서의 기준전압 파형과 PWM 파형 ($1.1547 < \text{변조지수} < 1.2$)
 Fig. 6. Reference voltage and PWM waveform in overmodulation mode I ($1.1547 < Mi < 1.2$)

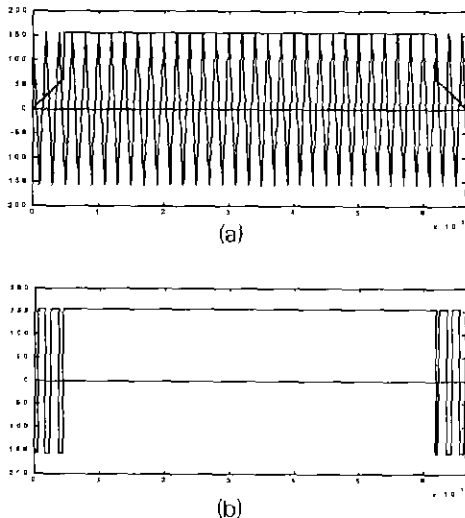


그림 7. 과변조 모드II에서의 기준전압 파형과 PWM 파형 ($1.1547 < \text{변조지수} < 1.2$)
 Fig. 7. Reference voltage and PWM waveform in overmodulation mode I ($1.2 < Mi < 1.2732$)

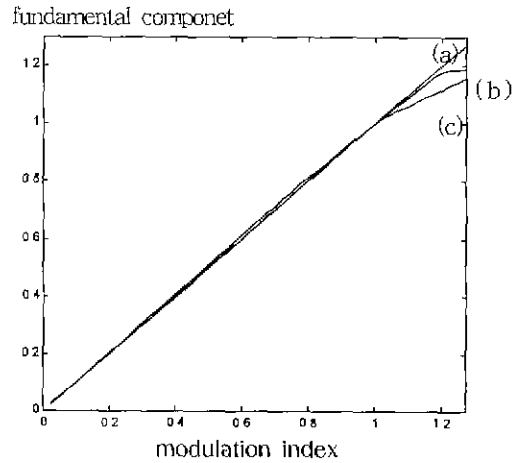


그림 8. PWM 인버터에서의 입출력 관계
 (a) 보정된 3고조파 주입형 PWM 인버터
 (b) 3고조파 주입형 PWM 인버터
 (c) 정현파 PWM 인버터

Fig. 8. Input/output relation of the PWM 인버터
 (a) modified third harmonics injected PWM inverter
 (b) third harmonics injected PWM inverter
 (c) sine PWM inverter

그림 7에는 과변조 모드 II에서의 해당 파형을 그림 6과 같이 나타내었다. 그림 6과 그림 7의 PWM 파형을 푸리에 분석하여 기본파 성분과 변조 지수에 대해 나타낸 그림이 그림 8이다. 비교를 위해 기본적인 정현파 PWM에서의 출력 전압 기본파와 변조 지수와의 관계 및 3고조파 주입형 정현파 PWM에서의 변조 지수와 출력 전압 기본파와의 관계를 같이 나타내었다.

그림 8에서 알 수 있는 것과 같이 정현파 PWM에서는 변조 지수 1까지만 변조 지수와 출력 전압의 기본파 성분이 비례적으로 증가하고, 그 이후는 비선형적으로 증가한다.

또한 3고조파 주입형 정현파 PWM에서는 변조 지수 1.1547까지는 변조 지수와 출력 전압의 기본파 성분이 비례하지만 그 이후는 선형적으로 비례하지 않는다. 그러나 본 논문에서의 방식으로 보정된 경우에는 출력 전압의 기본파 성분은 변조 지수가 1.2732에 이르기까지 즉, six-step 인버터에 이르기까지 변조 지수와 비례한다

4. 결 론

3고조파를 주입한 정현파 PWM의 과변조에서 변조 지수에 해당하는 출력 전압의 기본파 성분을 얻기 위한 방법을 제시하였다.

일반적으로 과변조에서는 기준 전압 파형에 비해 출력 전압은 적어질 수밖에 없다. 이에 대한 해석적 방법으로 기준 전압을 사전에 보정해줌으로써 출력 전압의 기본파 성분이 본래의 변조 지수와 같아지도록 제어 할 수 있다.

따라서 과변조 이하에서와 같이 원하는 기본파 성분을 얻을 수 있어, 선형 제어 영역을 six-step 인버터에 이르는 변조 지수 1.2732에 이를 때까지 확장할 수 있다.

기본적인 정현파 제어 PWM이나 공간 전압 벡터 제어 PWM에 있어서는 과변조 영역 제어에 대한 연구가 있어 왔지만 3고조파를 주입한 정현파 PWM에서는 아직 연구된 것이 없었는데, 이에 대한 과변조 영역에 대한 선형 제어 방식을 연구하였다.

이 논문은 한국과학재단의 '98 핵심전문연구사업(No. 981-0905-018-1)으로 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] Vikram Kaura, "A New Method to Linearize Any Triangle-Comparison-Based PWM by Reshaping the Modulation Command," IEEE Trans. on Industry Application vol. 33, no. 5, pp. 1254-1259, Sep. 1997
- [2] Vikram Kaura, Vladimir Blasco, "A New Method to Extend Linearity of a Sinusoidal PWM in Overmodulation Region," IEEE Trans. on Industry Application vol. 32, no. 5, pp. 1115-1121, Sep. 1996.
- [3] Russel. J. Kerkman, David Leggate, Brian. J. Seibel, Timothy M. Rowan, "An Overmodulation Strategy for PWM Voltage Inverter," in Conf. Record 1993 Ann. Meeting IEEE Industry Application Soc., pp. 1215-1221.
- [4] Russel. J. Kerkman, Brian. J. Seibel, David M. Brod, Timothy M. Rowan, David Leggate, "A Simplified Inverter Model for On-Line Control and Simulation," IEEE Trans on Industry Application vol. 27, no. 3, pp. 567-573, May. 1991.
- [5] Holtz, W Lotzlat and A. M. Khamblidone, "On Continuous Control of PWM Inverter in The Overmodulation Range Including The Six-Step Mode," IEEE Trans. on Power Elec. vol. 8, no. 4, pp 546-553, 1993.
- [6] Heinz Willy Van Der Broeck, Hans-Christoph Skudelny, Georg Viktor Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vector," IEEE Trans. on Industry Application vol. 24, no. 1, pp 142-150, Jan. 1988.
- [7] Timothy M. Rowan, Russel J. Kerkman, Thomas A Lipo, "Operation of Naturally Sampled Current Regulators in the Transition Mode," IEEE Trans. on Industry Application vol. 23, no. 4, pp. 586-596, July. 1987.
- [8] R. Bonert, Ru-Song Wu. "Improved Three Phase Pulsewidth Modulator for Overmodulation," in Conf. Record 1984 Ann. Meeting IEEE Industry Application Soc., pp. 784-786.
- [9] J. A. Houldsworth, D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output of a Three-Phase PWM Inverter," IEEE Trans. on Industry Application vol. IA-2, no. 5, pp. 1224-1228, Sep. 1984.

◇ 저자소개 ◇

김 영 렬 (金映烈)

1958년 9월 5일생. 1982년 서울대학교 전기공학과 졸업 1982년~1987년 한국기계연구소 부설 기업기술지원센터 연구원. 1989년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1993년~1996년 한국항공우주연구소 선임연구원 1999년 2월~2000년 2월 미국 테네시주립대 방문교수. 1996년~현재 안양대학교 조교수.