

## 과변조 영역에서의 3고조파 주입형 PWM 인버터 제어

金 暎 烈\*

## Control of the Third Harmonics Injected PWM Inverter in Over Modulation Mode

Young-Real Kim

## 요 약

본 논문에서는 3고조파를 주입한 정현파 PWM 인버터의 과변조 영역에서, 인버터 전압을 선형적으로 제어하기 위한 방법을 제시한다. 정현파 PWM에 3고조파를 삽입하면 단순한 정현파 PWM에 비해 선형영역을 확장할 수 있다. 그러나 이 경우에도 선형영역은 six-step 인버터에 비해 90% 정도까지가 된다. 따라서 PWM 인버터를 six-step 인버터의 출력에 이르기까지 선형적으로 제어하기 위해, PWM 인버터의 과변조 영역에서의 변조지수와 인버터 출력의 기본파 전압 크기와의 관계를 분석하여, 과변조 영역에서 기준전압을 보정해 줄 수 있는 방법을 제시하였다. 보정된 기준 전압을 명령 값으로 사용함으로써 반복 계산 없이 3고조파 주입형 정현파 PWM에서 출력전압을 six-step에서의 전압에 이르기까지 선형적으로 제어할 수 있게 된다. 제안된 방법을 인버터-유도전동기 시스템에 대한 시뮬레이션을 통하여 확인하였고 실험으로 입증하였다.

## ABSTRACT

A method to control the inverter output voltage linearly in over modulation mode of the third harmonics injected PWM inverter is proposed. 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. Therefore, to control the output voltage linearly in over modulation mode, 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 and experimental results prove it.

**Key words** : PWM Inverter, Over Modulation, Third Harmonic

## 1. 서 론

전압형 인버터를 제어하는데 있어서 근래에는 주로

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 출력전압을 six-step 인버터에 비해  $\pi/4$  까지 이용할 수 있다. 물론 그 이후에도 출력 전압을 높여서 six-step 인버터 운전에 이르도록 할 수는 있지만 이 경우 pulse-dropping이

\*안양대학교 전기공학과 교수  
E-mail : yrkim@aycc.anyang.ac.kr

접수일자 : 2001.10. 8

1차심사요청일 : 2001.10.20 2차심사요청일 : 2001.12.17

심사완료일 : 2002.1.25

발생하고 전압 명령 값과 출력 전압은 비례하지 않고 비선형적으로 된다.

따라서 원하는 출력 전압을 얻기 위한 제어 방법이 간단하지 않다. 즉 출력 전압을 높이기 위해서는 PWM 인버터도 최종적으로는 six-step 인버터로 운전하게 되며, 출력 전압을 선형적으로 제어할 수 있는 PWM 영역에서 six-step 인버터로 운전되는 영역과의 사이는 과변조 영역이 된다<sup>[5]</sup>.

때문에 우선은 선형제어 영역을 확장하려는 연구가 시도되어 왔다. 그러한 방법으로써 3고조파를 정현파에 주입하는 방식이 연구되었고, 이 방법에 의해 선형 영역은 정현파 PWM에 비해 1/6 정도 증가한다<sup>[9]</sup>. 또한 공간 전압 벡터 방식의 PWM에서도 선형 영역은 3고조파 주입형 PWM 인버터와 같은 정도로 증가한다<sup>[6]</sup>. 그렇지만 어느 경우든 선형 영역은 six-step 인버터에 이르기까지 확장될 수는 없고, 선형 제어 영역과 six-step 인버터 영역 사이의 과변조 영역이 존재한다. 일반적으로 과변조 영역에서는 출력 전압이 기준 전압에 비해 적어지게 되고, 이 때문에 반복적으로 기준 전압을 높여 주게 된다. 그러나 이 경우에는 기준 전압을 계속해서 반복적으로 계산해야 한다. 따라서 과변조 영역에서 PWM 인버터의 출력 전압을 간단히 선형적으로 제어할 수 있는 방법에 대한 연구가 되어 왔다. 이러한 연구로서 기준전압과 출력전압의 관계를 이득으로 정의하여 이득을 보상해 줌으로써 보상해 주는 방법이 있다. 즉 선형영역에서는 기준전압과 출력 전압 사이의 이득이 1이 되지만 과변조 구간에서는 이득이 1보다 작아지고, 따라서 이득의 역수를 미리 곱하여 주어서 원하는 출력 전압을 얻는 것이다. 이러한 연구는 주로 정현파 PWM에 대해서 많이 연구되어 왔다<sup>[2]-[4],[7]</sup>. 또한 정현파 PWM이나 3고조파 삼입형 PWM, Discontinuous PWM<sup>[16]</sup>, 그리고 공간전압벡터 PWM의 삼각파 비교 방식 등에서 기준 전압과 출력 전압 사이의 이득을 구하고 이의 역수를 이용한 보상 방법에 대한 전반적인 비교 연구가 있었다<sup>[15]</sup>. 그런데 이렇게 이득의 역수를 미리 곱하여 보상해 주는 방법은 이득 감소가 커지는 경우 메모리 용량이나 메모리의 비트수 등에서 곤란한 점을 일으키고, 변조지수의 정밀도를 떨어뜨리게 된다<sup>[15]</sup>. 따라서 이득 감소분을 미리 곱하는 방식보다는 기준 전압 파형을 변형하여 새로운 형태로 인가함으로써 원하는 출력 전압을 얻는 방법이 한편으로 연구되어 왔는데, 이러한 방법은 정현파 PWM과 공간 전압 벡터 방식의 PWM 인버터에서 연구가 되어 왔다<sup>[1] [3], [5], [10] [14]</sup>.

그러나 공간 전압 벡터 방식에 비해 간단하며, 정현파 PWM 방식에 비해서는 선형 영역이 넓은, 3고조파 주입형 PWM 인버터에 대해서는 과변조 영역에서 기준 전압 파형을 새로운 형태로 변형하여 원하는 출력 전압을 얻는 방법에 대한 연구가 이루어지지 않았으며, 이득의 역수를 곱하여 보상하는 방법에 대한 연구도 단순히 그 근거를 제시하는 수준에 그쳤다<sup>[15]</sup>. 그 이유는 3고조파 주입형 PWM에서는 기준 전압과 출력 전압의 이득 관계가 정현파 PWM이나 공간 전압 PWM처럼 수식적으로 간단히 구해지지 않는 데에도 그 이유가 있다<sup>[15]</sup>.

3고조파 주입형 PWM 인버터는 공간 전압 벡터 방식에 비해 간단하면서도 선형 제어 영역은 공간 전압 벡터 방식과 같으므로 유리한 점이 있다. 따라서 본 논문에서는 이에 대한 과변조 영역에서 기준 전압 파형을 새로운 형태로 생성하는 방식에 의한 과변조 보상 방식을 제안함으로써, 3고조파 주입형 PWM에서의 과변조 영역에서의 출력 전압 제어를 간단하게 선형적으로 제어할 수 있도록 하여, 3고조파 주입형 PWM의 장점을 최대한 이용할 수 있는 방법을 제시한다. 이때 새롭게 변형된 기준 전압 파형은 출력 전압의 기본파 크기가 변조지수와 일치하도록 사전에 변형된다. 그러기 위해서는 변조지수와 출력전압의 관계에 대한 분석 및 변형된 기준 전압 파형과 출력 전압과의 관계에 대한 분석이 필요하다. 이러한 분석에 의해 기준 전압 파형을 보정하기 위한 방법이 제시되었고, 시뮬레이션에 의해 이 방법의 타당성을 확인하였으며, 실험으로 이를 입증하였다.

## 2. 과변조 영역 분석

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

이때 삼각파의 크기에 대한 기준전압의 크기를 변조지수라 하며, 기준전압이 삼각파 보다 클 때, 즉 변조지수가 단위 값보다 커지는 경우 출력 전압은 기준전압만큼 출력되지 않고, 기준전압이 삼각파 보다 큰 만큼은 volt-sec 손실분이 된다. 그런데 3고조파를 정현파에 주입하는 경우에는 변조지수가  $1.1547(2/\sqrt{3})$ 이 될 때까지는 과변조 상태가 되지 않으며 그림 1의 (a)와 같은 선형 영역에 있게 된다.

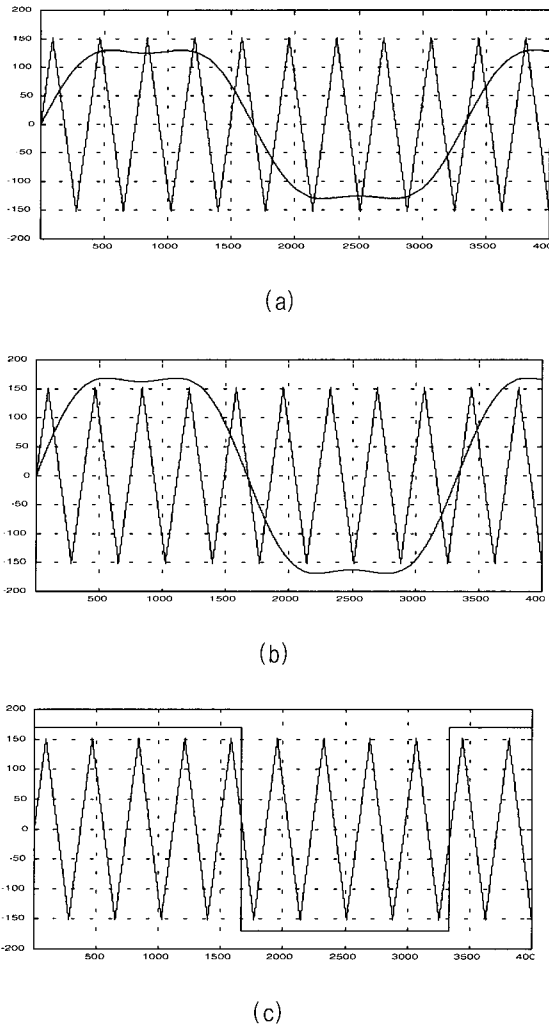


그림 1 3고조파를 주입한 정현파 PWM 인버터의 동작  
 (a) 선형 영역 (b) 과변조 영역  
 (c) six-step 운전 영역

Fig. 1 The operation of the third harmonics injected PWM Inverter  
 (a) linear mode (b) over modulation mode  
 (c) six-step operation

이때의 기준전압은, 크기는 정현파 크기의 1/6이고 주파수는 정현파 주파수의 3배인 고조파를 정현파에 더해주는 형식이 된다.

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

3고조파 주입형 정현파 PWM 인버터에서도 다른 PWM 인버터와 마찬가지로 변조지수가 증가하면 결국

에는 과변조 상태가 되며, 이 때 출력 전압은 기준치보다 적어진다. 즉 변조지수가  $1.1547(2/\sqrt{3})$  보다 커지게 되면 3고조파를 주입한 정현파 PWM에서도 그림 1의 (b)와 같이 과변조 상태가 된다.

따라서 이 경우 기준전압은 출력 전압의 감소분만큼 증가시켜주어야 할 필요가 있다. 이를 위하여 변조지수를 미리 증가시켜 주는 방법이 있지만, 이러한 방법에서는 그림 1의 (c)와 같은 six-step 운전 영역에 가까워지면 미리 곱하여 주어야 하는 수가 상당히 큰 수가 되고, 이는 선형 영역에서의 변조지수 정밀도를 떨어뜨리는 현상이 된다.

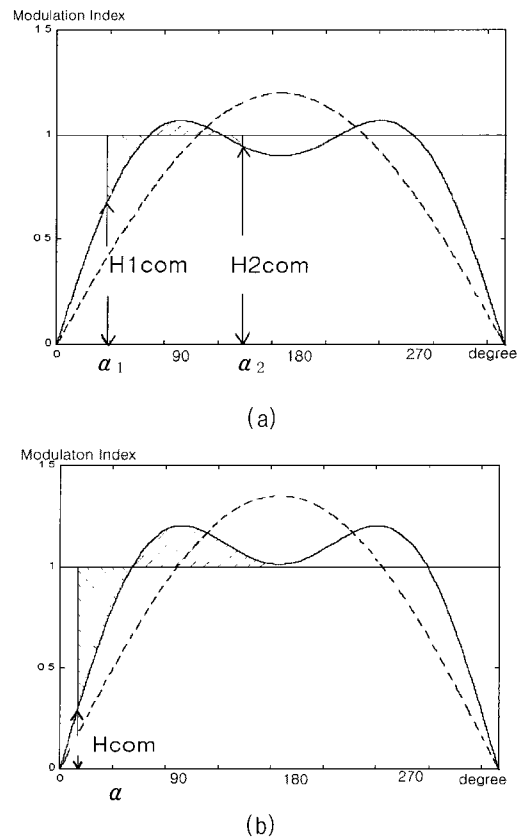


그림 2 3고조파 주입형 정현 PWM 인버터에서의 과변조  
 (a)  $1.1547 < \text{변조지수} < 1.2$   
 (b)  $1.2 < \text{변조지수} < 1.2732$

Fig. 2 Over modulation of the third harmonics injected PWM inverter  
 (a)  $1.1547 < \text{modulation index} < 1.2$   
 (b)  $1.2 < \text{modulation index} < 1.2732$

그러므로 본 논문에서는 그림 2에서와 같이 기준전압이 출력전압의 증가를 가져오지 못한 부분(그림 2에

서 오른쪽빗금을 친 부분)에서의 volt-sec 손실분에 대해, 기본과 성분이 같도록 volt-sec 양을 기준전압의 전후에 보상해 주는 방법을 사용하도록 하였다(그림 2에서 왼쪽빗금 친 부분).

즉, 그림 2의 (a)에서와 같이 변조지수가 1.1547에서 1.2 사이일 때는 그림의 오른쪽 빗금을 친 만큼의 volt-sec 는 손실분이 되는데, 이 기간 동안에 기준치는 단위값인 것과 같고, 기준치가 그 이상인 것이 출력전압에는 아무런 영향을 미치지 못한다. 따라서 이 손실분을 보상해 주기 위하여 기준치를 손실이 일어나는 전후에 단위값으로 만들어 주는 방법을 사용한다. 즉 그림 2의 (b)에서와 같이 오른쪽 빗금을 친 손실분을, 이를 전후하여 왼쪽 빗금을 친 부분으로 보상해 줌으로써 전체적으로 기본과 성분비에 변화가 없도록 하는 것이다.

변조 지수가 1.2보다 커지는 경우에는 그림 2의 (b)에서와 같이 이와 같은 보상은 손실이 일어나기 전 한 구간에서만 행해질 수 있다. 이때도 역시 오른쪽 빗금을 친 손실분을 왼쪽빗금을 친 부분으로 기본과 성분이 같도록 미리 보상해 주는 것이다.

결국 volt-sec 손실분을 계산하여 이를 보상해 줄 수 있는 적절한 알고리즘을, 파형 분석을 통해 구해 낼 수 있으면 보상이 가능하다. 이 것은 기준전압 파형의 푸리에 분석 및 보상 파형의 분석을 통하여 구할 수 있고, 이를 실제로 실시간에서 파형이 변화되는 시간을 구하는 알고리즘을 구하여야 한다. 우선 3고조파를 주입한 정현파 PWM의 경우 파변조 모드는 그림 2와 같이 두 가지 경우로 나누어 생각할 수 있다.

즉, 파변조가 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.

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 군데에서만 일어난다.

따라서 각각의 모드에 대해 각각 보정하는 알고리즘을 별도로 구하여야 한다. 그러나 어느 경우이든 기본적인 이론은 같으며, 보정된 기준전압의 기본과 성분을 푸리에 변환을 통하여 구하여 이 값이 변조지수와 같아야 한다. 즉 보정된 기준 전압의 기본과 성분을  $V_{com}$  이라 하고, 변조지수를  $M_i$  라 할 때 다음 식

이 성립해야 한다. 여기서  $V_{com}$  은 원하는 출력 전압의 기본과 성분 크기를 직류링크 전압의 반인  $V_{dc}/2$  로 나누어 단위화 하여 나타낸 것으로  $V_{com}$  이 단위 값인 것은 출력 전압의 기본과 성분의 최대치가  $V_{dc}/2$  에 해당되고, 변조지수 1에 해당한다.

$$V_{com} = M_i \quad (2)$$

파변조 구간에서는 기준 전압 파형이 단위 값보다 커지더라도 이 것은 출력 파형에 영향을 미치지 못하고 기준 전압 파형이 단위 값인 것과 같다. 그러므로 volt-sec의 손실이 생기게 되는데, 기준 전압 파형이 단위값보다 작은 순간에 미리부터 단위 값을 내보내면 volt-sec의 손실을 보상해 줄 수 있고, 전체적으로 기준 전압의 기본과 성분이 원하는 변조지수 값과 같도록 할 수 있다. 우선 위와 같은 조건이 만족되도록 기준 전압으로서 단위 값을 내보내기 시작해야 하는  $\alpha$  각을 구한다. 이 때의  $\alpha$ 각은 이 순간부터 기준 전압 파형이 단위 값이 되는 것을 의미한다.

즉, 기준 전압이 단위 값보다 큰 순간의 값이 단위 값으로 제한된 것과 같은 만큼을 단위 값보다 적은 순간에 단위 값으로 내 보냄으로써 전체적으로는 원하는 변조지수 값만큼을 출력에 얻을 수 있다. 그림 2에서 왼쪽으로 빗금 친 부분만큼을 오른쪽으로 빗금 친 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 기준 전압으로서 단위 값을 내보내기 시작해야 할  $\alpha$ 를 구할 수는 있으나 이 값을 실제 시스템에 적용할 수는 없다. 기준 전압 파형이 현재 어떤  $\alpha$ 값인지는 알 수가 없기 때문이다. 따라서  $\alpha$ 값이 정해진 값 이상이 되면 기준 전압 파형을 단위 값으로 내보낸다는 것은 이론적으로만 가능하다.

그러나 일단 파변조 영역에서의 각각의 변조지수에 대해  $\alpha$ 값을 이론적으로 구하는 것은 가능하다. 이 것을 그림 3에 나타내었다.

이 경우 변조 지수 1.2를 전후하여 다른 파변조 모드로 이고 계산식은 각각 다르다. 이렇게 하여 구한  $\alpha$ 를

실제 스위칭 하는 순간에 대응하는 어떠한 다른 값으로 대응시켜야 하는데, 이 것은 기준 전압의 크기가 어느 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 값으로 내 보내면 된다. 결국 과변조 모드에서 변조 지수와  $\alpha$ 와의 관계를 해석적으로 구하고, 또한  $\alpha$ 와  $H_{com}$  과의 관계를 구하여 변조 지수와  $H_{com}$  과의 관계가 구해지며, 이 관계를 그림 3과 그림 4에 나타낸다.

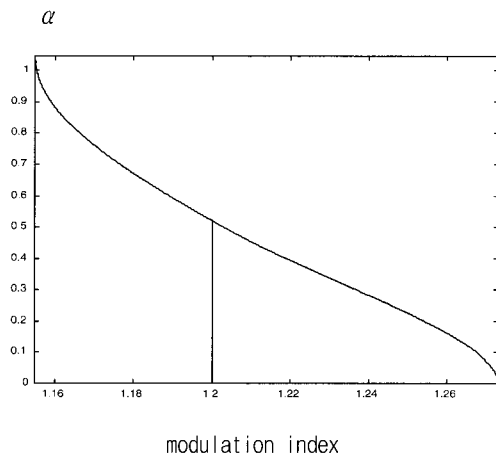


그림 3 변조지수  $M_i$  에 대한  $\alpha$  각의 변화  
Fig. 3 Variation of angle  $\alpha$  versus modulation index  $M_i$

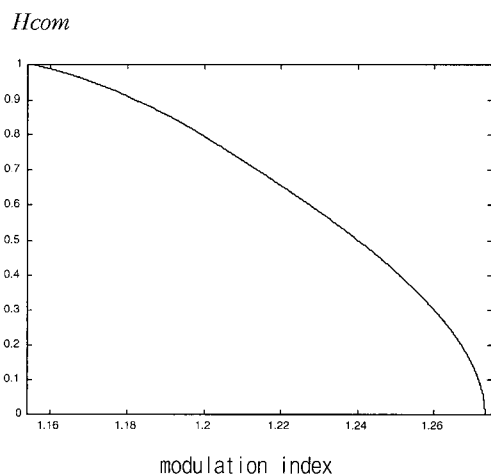


그림 4 변조지수  $M_i$ 에 대한 제어변수 H의 변화  
Fig. 4 Variation of control parameter H versus modulation index  $M_i$

그림 3은 변조 지수와  $\alpha$ 와의 관계를 나타낸 것으로 변조 지수가 1이상인 과변조 영역에 대해서만  $\alpha$ 를 구하면 되고, 변조지수가 커질수록  $\alpha$ 는 작아지게 된다. 변조 지수 1.2를 전후하여  $\alpha$ 를 구하는 방법은 달라지지만 연속으로 변하므로 하나의 그림에 표시하였다.

그림 4는 변조 지수와  $H_{com}$  의 관계를 나타낸 것으로 그림 3 및  $\alpha$ 와  $H_{com}$  과의 관계에서 구해진다.

실제 시스템에서는 과변조 영역에서 변조 지수에 따라 기준 전압 파형이 그 때의  $H_{com}$  보다 커지는 순간부터 기준 전압을 단위 값으로 내보내면 된다. 각각의 과변조 모드에서  $\alpha$ 와  $H_{com}$  을 구하는 방법은 다음과 같다.

### 2.1 과변조 모드 I ( $1.1547 < M_i < 1.2$ )

변조 지수가 1보다 커져서 1.1547 이상이 되면 과변조가 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 기본파 성분값은 변조 지수이다.

따라서 보정된 파형은 그림 2와 같이  $\alpha_1$ 까지는 원래의 기준 전압 파형을 그대로 사용하고,  $\alpha_1$ 부터는 단위 값으로 증가시켜서  $\alpha_1$ 부터  $\alpha_2$ 까지는 단위 값이 되며, 다시  $\alpha_2$  부터  $\pi/2$ 까지는 원래의 기준 전압 파형을 사용한다.

전체 파형에 대해서는  $\pi/2$ 까지의 파형을 대칭적으로 사용하면 된다. 따라서 이 때의  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ 를 해석적으로 구한다. 그러기 위해서는 보정된 파형의 기본파 성분이 변조 지수와 같은 값이 되도록  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ 를 구하면 된다. 따라서 보정된 파형의 기본파 성분을 푸리에 변환에 의해 구한다.

보정된 기준 전압 파형은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned}
 V_{com} &= M_i (\sin(\theta) + 1/6 \sin(3\theta)) & 0 < \theta < \alpha_1 \\
 &= 1 & \alpha_1 < \theta < \alpha_2 \\
 &= M_i (\sin(\theta) + 1/6 \sin(3\theta)) & \alpha_1 < \theta < \pi/2
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

이 파형의 기본파 성분은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{\alpha_1} Mi (\sin(\theta) + 1/6 \sin(3\theta)) \sin \theta d\theta + \\
 & \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} 1 \cdot \sin(\theta) d\theta + \\
 & \int_{\alpha_2}^{\pi/2} Mi (\sin(\theta) + 1/6 \sin(3\theta)) \sin \theta d\theta \\
 & = Mi (1/2 \alpha_1 - 5/24 \sin(2\alpha_1) - 1/48 \sin(4\alpha_1) + \\
 & \quad 3/2 \cos(\alpha_1) - \sqrt{3}/2 \sin(\alpha_1)) \\
 & \quad + Mi \cdot 1/2(-\pi/12 + 1/2 \alpha_1) \\
 & \quad + Mi \cdot 5/24(\sin(4\pi/3)\cos(2\alpha_1) \\
 & \quad - \cos(4\pi/3)\sin(2\alpha_1)) \\
 & \quad + Mi \cdot 1/48(\sin(8\pi/3)\cos(4\alpha_1) \\
 & \quad - \cos(8\pi/3)\sin(4\alpha_1)) \quad (4)
 \end{aligned}$$

이 때의  $H_{1com}$  과  $H_{2com}$  은  $\alpha_1, \alpha_2$  에서의 기준 전압 크기에 해당하고 다음식과 같다.

$$\begin{aligned}
 H_{1com} &= Mi (\sin(\alpha_1) + 1/6 \sin(3\alpha_1)) \\
 \pi/6 < \alpha_1 < 2\pi/3 \quad (5)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_{2com} &= Mi (\sin(\alpha_2) + 1/6 \sin(3\alpha_2)) \quad 2\pi/3 \\
 < \alpha_2 < \pi/2 \quad (6)
 \end{aligned}$$

$$\alpha_2 = 2\pi/3 - \alpha_1 \quad (7)$$

여기서  $\alpha_2 = 2\pi/3 - \alpha_1$  으로서 별도로 구하지 않아도 된다.

식 (4) 로부터 각각의 변조지수  $Mi$  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)에 의해  $H_{1com}$  과  $H_{2com}$  이 구해진다. 이로부터 변조 지수  $Mi$  에 대한  $H_{1com}, H_{2com}$  을 구할 수 있다(그림 4).

결국 과변조 상태에서는 그 때의  $Mi$  에 대한  $H_{1com}$  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 해당되는 출력 전압의 기본파 크기를 얻을 수 있다.

### 2.2 과변조 모드 II ( $1.2 < Mi < 1.2732$ )

변조 지수가 1.2보다 커지게 되면, 기준 전압 파형은 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 기본파 성분, 즉 변조지수와 같은 기본파 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 될 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.

$$\begin{aligned}
 V_{com} &= Mi(\sin(\theta) + 1/6 \sin(3\theta)) \quad 0 < \theta < \alpha_1 \\
 &= 1 \quad \alpha_1 < \theta < \pi/2 \quad (8)
 \end{aligned}$$

이 파형의 기본파 성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{\alpha_1} Mi(\sin(\theta) + 1/6 \sin(3\theta)) \sin \theta d\theta \\
 & \quad + \int_{\alpha_1}^{\pi/2} 1 \cdot \sin(\theta) d\theta \\
 & = Mi(1/2 \alpha_1 - 5/24 \sin(2\alpha_1) - 1/48 \sin(4\alpha_1)) \quad (9)
 \end{aligned}$$

이 때의  $H_{1com}$  은 다음 식과 같다.

$$H_{1com} = Mi(\sin(\alpha_1) + 1/6 \sin(3\alpha_1)) \quad \alpha_1 < \pi/6 \quad (10)$$

식 (9)로부터 변조지수와 같은 값의 기본파 성분을 갖도록  $\alpha_1$  을 구할 수 있다. 이 값에서 식 (10)에 의해  $H_{1com}$  을 구할 수 있으며, 이들로부터 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 내보내줌으로써 보정된 기준 전압 파형에 의

해 출력 전압은 변조 지수에 해당하는 기본파 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 표 1과 같다.

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

정격용량	3.5[kW]
정격속도	1750[rpm]
고정자 저항( $R_s$ )	0.598[ $\Omega$ ]
회전자 저항( $R_r$ )	0.716[ $\Omega$ ]
고정자 누설 인덕턴스( $L_{ls}$ )	2.88[mH]
회전자 누설 인덕턴스( $L_{lr}$ )	2.88[mH]
자화 인덕턴스( $L_m$ )	91[mH]

앞에서 구한 제어 변수  $H_{1com}$ ,  $H_{2com}$  에 의한 보정된 기준 전압에 의한 제어 결과를 시뮬레이션으로 확인하였다. 우선 변조 지수와  $\alpha$ 각과의 관계는 그림 3에 이미 나타내었고, 변조 지수와  $H_{1com}$ ,  $H_{2com}$

과의 관계는 그림 4에 나타내었다.

변조 지수와 출력 전압의 기본파 성분 값과의 관계에 대한 시뮬레이션 결과를 그림 6에 나타내었다. 정현파 PWM과 3고조파 주입형 정현파 PWM 그리고 본 논문에서와 같이 보정된 기준 전압을 사용하는 경우를 함께 비교해 보았다.

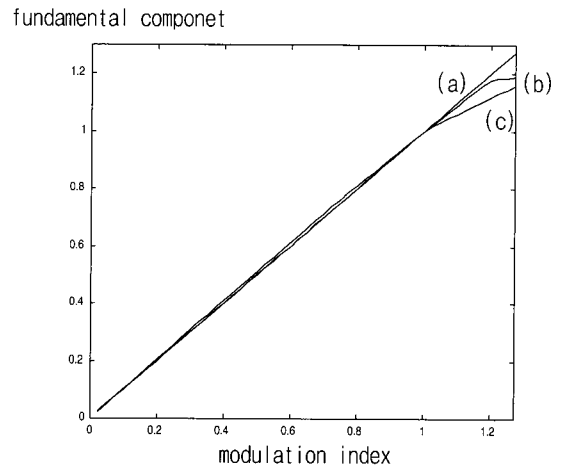


그림 6 PWM 인버터에서의 입출력 관계  
(a) 보정된 3고조파 주입형 PWM 인버터  
(b) 3고조파 주입형 PWM 인버터  
(c) 정현파 PWM 인버터

Fig. 6 Input/output relation of the PWM 인버터  
(a) modified third harmonics injected PWM inverter  
(b) third harmonics injected PWM inverter  
(c) sine PWM inverter

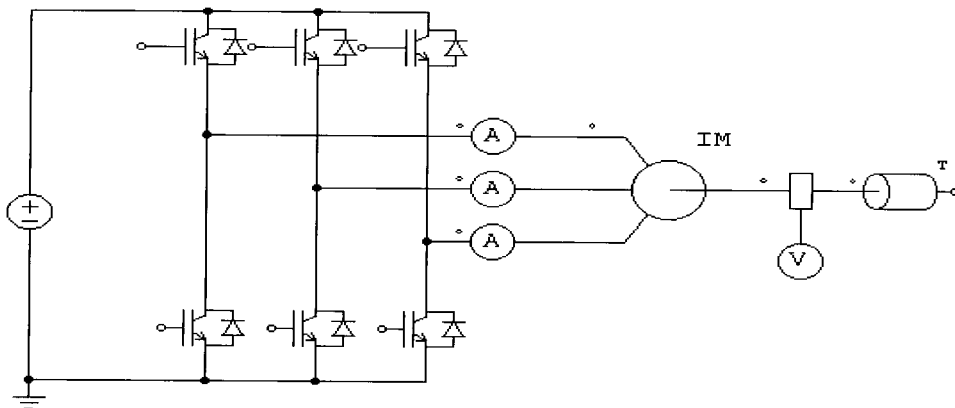


그림 5 인버터-유도전동기 시스템 블록도  
Fig. 5 Block diagram of inverter-induction motor system

그림 6에서 알 수 있는 것과 같이 정현파 PWM 에서는 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. 실험 결과

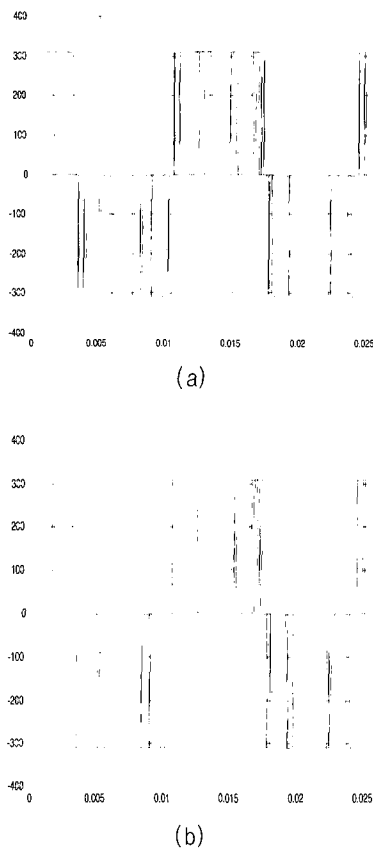


그림 7 과변조 모드에서의 선간전압의 PWM 파형 (변조지수 = 1.2)  
 (a) 과변조 보상하지 않은 경우  
 (b) 과변조 보상을 하는 경우

Fig. 7 PWM waveform of line voltage in overmodulation mode ( $M_i = 1.2$ )  
 (a) without compensation (b) with compensation

실험은 80196을 이용한 유도 전동기 시스템을 사용하였다. 인버터는 IGBT 인버터로써 스위칭주파수는 2kHz로 고정하였다. V/f 제어와 같이 간단한 시스템이므로 고성능의 DSP를 이용할 필요는 없고 80196으로 충분히 제어가 가능하다. 메모리는 64KB를 이용했지만 실제 사용되는 메모리는 16KB 정도면 충분하다. 인버터도 굳이 IGBT 인버터를 사용할 필요는 없다. 실제 시스템에서 변조지수에 대한 출력파형의 기본파 성분을 일일이 비교하기는 곤란하기 때문에 이는 그림 6의 시뮬레이션 결과를 이용하고, 실험에서는 시뮬레이션의 파형과 일치하는 실험파형이 나오는 것을 보임으로서 결과를 대치하였다. 즉 시뮬레이션에 의해 본 논문의 방식에 의해 과변조에서 선형제어가 가능함을 보이고, 과변조에서의 시뮬레이션에 의한 출력파형과 실험에 의한 출력파형이 유사함을 보임으로써 실험에서 변조지수에 대한 출력파형의 기본파 성분을 비교하는 것을 대치하였다.

이렇게 하여 보정된 전압 파형의 선간 전압의 PWM 파형을 그림 7과 8에 나타낸다. 비교를 하기 위하여 그림 7에는 시뮬레이션에 의한 파형을 그림 8에는 실제 실험 파형을 나타내었다. 결과적으로 그림 7에서의 시뮬레이션 출력파형과 그림 8에서의 실험에서의 출력파형은 일치함을 알 수 있다. 여기서의 변조지수는 1.2 로써 본 논문에서의 변조 영역 I 과 변조영역 II 의 경계에 해당한다.

그림 7 및 그림 8의 (a)의 경우는 시뮬레이션과 실험에서의 PWM 파형으로서 과변조 보상이 없는 일반적인 경우이다. 그림 7 및 그림 8의 (b)는 본 논문에서 과변조 보상을 한 경우이다. 정성적으로 보았을 때 (b)의 경우가 (a)의 경우보다 출력 파형이 커질 수 있다는 것은 쉽게 짐작할 수 있다. 이 것의 정량적인 시뮬레이션 결과는 앞에서의 그림 6에 이미 나타낸 바 있다.

#### 5. 결 론

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

일반적으로 과변조에서는 기준 전압 파형에 비해 출력 전압은 적어질 수밖에 없다. 이를 변조 지수와 출력전압의 기본파 성분에 대한 해석적 방법을 바탕으로 기준 전압을 사전에 미리 보정해 줌으로써 출력 전압의 기본파 성분이 본래의 변조 지수와 같아지도록 제어 할 수 있다.



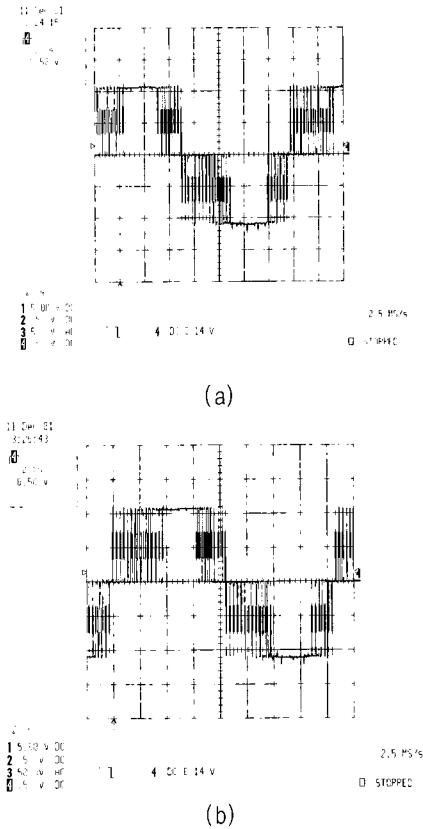


그림 8 과변조 모드에서의 선간전압의 PWM 파형  
(변조지수 = 1.2)  
(a) 과변조 보상하지 않은 경우  
(b) 과변조 보상을 하는 경우

Fig. 8 PWM waveform of line voltage in overmodulation mode ( $M_i = 1.2$ )  
(a) without compensation  
(b) with compensation

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, 이 경우의 과변조 영역에 대한 선형 제어 방식을 연구하였다.

향후 연구 과제로는 과변조 영역에서 발생하는 추가적인 저차 고조파에 대한 특성에 대한 연구와 여러 가지 PWM 방식에서의 과변조 방식에 따른 고조파 특성 비교에 대한 연구가 필요할 것으로 생각된다.

### 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. Khamblone, "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 Regultors 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.
- [10] 석출기, 설승기, "공간 벡터 PWM방식을 이용한 유도전 동기의 새로운 과변조 제어기법", 대한전기학회 논문지 1995. 제44권 제6호, pp. 762~766.
- [11] S, Jul-Ki and S. Sul, "A New Overmodulation Strategy for Induction Motor Drive using Space

Vector PWM", in Applied Power Elec. Conf., Dallas, TX, Mar. 1995, pp. 211~216.

[12] 이지명, 이동춘, 최종우, "PWM 인버터의 과변조 제어 기법", 대한전기학회 논문지 1997. 제46권, 제5호, pp. 712~719.

[13] D. C. Lee and G. M. Lee, "A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 6, pp. 1144~1151, Nov./1998.

[14] D. C. Lee and G. M. Lee, "Linear control of inverter output voltage in overmodulation", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, no. 4, pp. 590~592, Aug./1997.

[15] Ahmet M. Hava, Russel J. Kerman, and Thomas A. Lipo, "Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategy: Analysis, Comparison, and Design", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 13, no. 4, July 1998, pp. 674~689.

[16] S. Ogasawara, H. Agaki, and A. Nabae, "A Novel PWM scheme of Voltage Source Inverter Based on Space Vector Theory", EPE Conf. Rec., 1989, pp. 1197~1202

### 저 자 소 개



#### ·김영렬(金暎烈)

1958년 9월 5일생. 1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년~1987년 한국기계연구소 부설 기업기술지원센터 연구원. 1993년~1996년 한국항공우주연구소 선임연구원. 1996년~현재 안양대학교 전기전자공학과 조교수. 당 학회 편집위원.