

# Fuzzy 추론을 이용한 PWM Inverter에서의 고조파 저감에 관한 연구

(A Study on the Harmonics Elimination in a PWM Inverter Using Fuzzy Reasoning)

최홍규·강태은·원진희·전광호·조용상·고만석·김진성\*

(Hong-kyoo Choi·Tae-eun Kang·Jin-Hee Won·Gwang-ho Jun·Yong-Sang Cho·Man-Suk Ko·Jin-Sung Kim)

## 요 약

본 논문은 인버터 출력 파형에서 고조파 제거에 대한 이론적인 문제를 제시한다. 제시된 방법은 PWM 인버터 회로의 고조파 왜곡에 관한 문제를 분석하였다. 전압 제어 기법은 펄스 수와 각각의 고조파 크기를 변수로 하여 퍼지 추론에 의한 펄스 폭을 조정함으로써 전압 파형을 개선하였다.

## Abstract

The paper considers the theoretical problem of eliminating harmonics in inverter waveforms. The problems associated with the harmonics distortion of PWM inverter devices were analysed. Voltage control methods are variable parameter each harmonics magnitude improve the voltage waveform.

## 1. 서 론

반도체 스위칭 소자를 이용한 에너지 변환장치인 인버터는 전력전자공학에 있어 대단히 중요한 위치를 차지하고 있다. 과거 20여년간에 많은 연구 대상이 되어온 인버터는 회전기기의 속도제어, 전철의 초퍼(chopper) 그리고 스위칭 레귤레이터 등 여러 분야에 이용되고 있으며, 더욱 확대 다양화될 것으로 보인다. 그러나 인버터는 출력 파형이 구형파이므로 많은 고조파를 포함하고 있어서 전기회로, 전자기기 등에 잡음이나 진동 및 발열 등을 야기시키는 취약점을 지니고 있다. 따라서 인버터에는 이 고조파를 제거하는 장치나 고조파를 저감시키는 회로방식이 요구 되고 있다.

지금까지 고조파 제거방법으로는 단순히 저역필터를 사용하여 왔으나 경제성과 장치의 크기, 그리고 성능면에 제약이 많다. 그런데 회전기기의 속도나 토크(torque) 제어를 위한 저주파용 인버터는 고조파 저감을 위하여 펄스폭 변조(pulse width modulation : PWM) 방식이 추적을 이루고 있다.

고조파 인버터의 고조파 감소를 위한 연구에서는 주 스

위칭 소자의 턴-오프 시간의 제약으로 다중 펄스 폭 변조(multiple pulse width modulation : MPWM)은 단펄스 폭변조(single pulse width modulation : SPWM) 제어 방식보다 뛰어난 점은 출력전압의 매 반주기마다 여러 개의 펄스를 사용함으로써 고조파 성분을 감소시킬 수 있다.

본 연구에서는 퍼지 추론에 의하여 다중 펄스 폭 변조 방식에 인버터 출력 단에 나타나는 고조파 전압을 저감하여 최소 고조파 함유를 목표로 제어하여 인버터 출력단에 포함된 고조파를 최소로 하는 조건을 지적하고 matlab을 이용한 시뮬레이션을 통하여 고조파 저감을 증명하였다

## 2. 인버터의 일반적 특성

### 2.2 인버터

dc-ac 컨버터는 인버터(inverter)로 알려져 있다. 인버터의 기능은 dc 입력 전압을 원하는 크기와 주파수의 대칭 ac 출력

전압으로 변환하는 것이다. 고정 또는 가변 주파수를 가지는 출력 전압은 고정 전압 또는 가변 전압이 될 수 있다. 가변 출력 전압은 입력 dc 전압의 가변과 인버터 상수의 이득을 일정하게 유지함으로써 얻을 수 있다. 이것은 일반적으로 인버터의 펄스폭 변조(PWM : Pulse Width Modulation)제어에 의해 이루어진다.

이상적인 인버터의 출력 전압 파형은 정현적이어야 한다. 그러나 실제 인버터의 파형은 비정현적이며, 특수한 고조파를 포함한다. 저전력과 중전력 응용에 대하여, 구형파 또는 준구형파 전압이 허용될 수 있으며, 고전력 응용에 대해서 저 왜곡 정현파가 요구된다. 고속 전력용 반도체 소자의 이용으로 출력 전압의 고조파 성분은 스위칭 기법에 의해서 최소화할 수 있고, 충분히 감소시킬 수 있다.

인버터는 산업 응용분야(예를 들면, 가변속 ac 전동기 구동, 유도가열, 예비 전원장치, 무정전 전원 공급 장치)에 폭넓게 사용된다. 또 인버터는 크게 단상 인버터와 3상 인버터로 분류할 수 있다.

다음은 단상 반파 브릿지 인버터의 기본 회로이다.

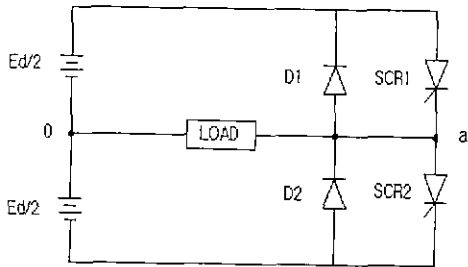


그림 2.1 단상 반파 브릿지 인버터 회로.  
Fig 2.1 Single phase the half-bridge inverter circuit.

인버터 회로는 두 개의 초퍼로 구성된다. 위 회로의 주기는  $T_0$ 이고, 직류 전원 0점은 이론적인 점으로서 직류전원의 중심을 나타내고 있다. 사이리스터 scr1이 시간  $T_0/2$ 에서 턴온될 때, 부하 양단의 순시전압  $v_0$ 는  $E_d/2$ 이다. 트랜지스터 scr2가 시간  $T_0/2$ 에서 턴온될 때, 부하 양단에  $-E_d/2$ 가 나타난다. 그러므로 논리 회로는 scr1 과 scr2가 동시에 턴온되지 않도록 설계되어야 한다.

또한 유도성 부하일 때, 부하전류는 출력전압에 따라서 급격히 변할 수 없다. scr1이  $t=T_0/2$ 에서 턴 오프하면, 부하전류는 전류가 0으로 될 때까지  $D_2$ , 부하, 그리고 하부의 dc전원을 통해 계속해서 흐른다. 마찬가지로 scr2가  $t=T_0$ 에서 턴오프할 때, 부하전류는  $D_1$ , 부하 그리고 상부의 dc전원을 통해 계속 흐른다. 다이오드  $D_1$  또는  $D_2$ 가 도통할 때 에너지는 dc전원으로 환원되며, 이러한 다이오드를 캐환 다이오드(feedback diode)라고 한다.

이와 같이 단상 반파 브릿지 회로 세 개를 병렬로 결

선하여 그림 2.2와 같은 3상 반파 브릿지 인버터를 구성할 수 있다

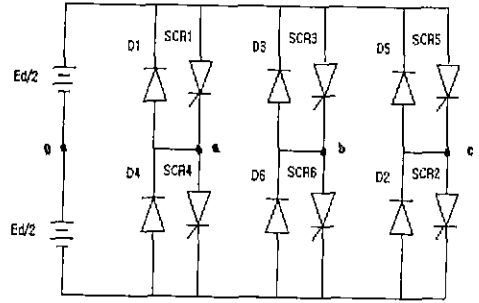


그림 2.2 삼상 반파 브릿지 인버터 회로.  
Fig 2.2 three phase the half-bridge inverter circuit.

위 그림에서의 단상 반파 인버터의 게이트신호는 3상 평행 전압을 얻기 위해서 서로  $120^\circ$  씩 앞서거나 지연되어야 한다. 위 그림에서와 같이 6개의 트랜지스터와 6개의 다이오드의 구조로부터  $180^\circ$  도통 및  $120^\circ$  도통의 두 가지 형태의 제어신호를 트랜지스터에 인가할 수 있다. 본 논문에서는  $120^\circ$  도통에 대한 인버터 회로에 대해 연구하였다.

## 2.2 PWM 인버터의 전압 제어

많은 산업 분야의 응용에서 dc 입력 전압의 변동에 대응하기 위해, 인버터의 전압 조정을 위해, 그리고 일정 전압/주파수 제어 요구에 대해 인버터의 출력 전압을 제어할 필요가 있다. 인버터 이득을 변화시키는 다양한 방법이 있으나, 본 논문에서는 다중 펄스 폭 변조 (PWM : Pulse Width Modulation) 제어 방식을 사용하여 인버터의 전압을 제어하도록 하였다. 펄스 폭 변조에도 여러 가지 방법이 있다. 그 중 다중 펄스 폭 변조 방식이 단 펄스 폭 변조 제어 방식보다 뛰어난 점은 고조파 성분을 출력전압의 매 반주기마다 여러 개의 펄스를 사용함으로써 감소시킬 수 있다.

본 논문은 3상 인버터에 대해 고려하고 있으므로, 세 개의 단상 인버터처럼 생각될 수 있고, 각 단상 인버터의 출력은  $120^\circ$  씩 이동된다. 그러므로 위에서 논의된 전압 제어 기법은 3상 인버터에서도 적용 가능하다. 반파 브릿지 회로에서, 선간 전압은 각 반주기에서의 최대 직각 파형으로 나타나게 된다. 이 최대 크기에서부터 전압을 변화시키기 위해서 출력 전압 파형은 원하는 전압 제어를 얻기 위해서 변화하는 펄스의 수를 제어한다. 전파 브릿지 인버터(full bridge inverter)에서 같은 방법이 사용된다. 그러나 최대 전압은 출력이 사각 파형일 때 이용할 수 있다.

그림 2.3은 반주기동안의  $2m$  펄스를 가진 일반화된 선간 전압 파형을 보여준다.

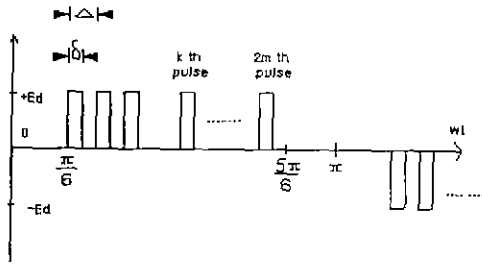


그림 2.3 삼상 반파 브릿지 인버터에서의 일반화된 선간 전압 파형

fig 2.3 Generalized line-line voltage waveform in the three-phase half-bridge inverter.

반파 브릿지 인버터(half bridge inverter)의 3상 출력에서 대칭 펄스를 얻기 위해서  $m$ 이 1, 2, 3, ... 이고,  $f$ (주파수)는 원하는 출력 주파수이면 변조 주파수는  $6mf$ 가 된다.

반파 브릿지 인버터 회로(half bridge inverter circuit)에서  $6f$ 와  $12f$ 의 변조 주파수에 대한 변조된 삼상 출력 전압을 보여준다. 선간 전압의 반주기마다 펄스 수가  $2m$ 으로 주어진다.

여기서  $m$ 은 정의되어진다. 출력 전압은 대칭적으로 펄스 수의 폭을 변화하여 제어된다. 몇몇의 장치에서 반 주기마다 펄스 수가 모든 전압에 고정되어 유지된다. 더 복잡한 방법은 파형에서 펄스 수를 증가하는 것이며 반주기마다 펄스의 서로 다른 수들을 가진 파형에서의 고조파의 크기는

$$M = \frac{\text{modulation frequency}}{6 \text{ fundamental frequency}} \quad (1)$$

$$\text{반주기 동안의 펄스 수} = 2m$$

으로 정의가 된다.

이론적인 최소 펄스 폭  $\Delta$ 은

$$\Delta = \frac{\pi}{3m} \quad (2)$$

으로 정의된다. 여기서  $\delta$ 는 라디안으로 표현되는 가변 펄스 폭이다. 이것을 토대로 그림 5의 파형을 다음 장에서 푸리에 급수로 분석하여 고조파 분석에 대하여 논의하겠다.

### 3. 인버터의 고조파 특성

### 3.1 고조파 정의.

전력분야에서 상용주파수(60Hz)보다 높은 주파수를 일반적으로 고주파라고 한다. 전압이나 전류의 파형은 정현파인데, 어떤 원인에 의하여 파형이 왜곡되면 왜형파가 되며 비정현 주기파라고 한다. 그래서 파워 일렉트로닉스 응용기기에 정현파 전압을 공급하더라도 부하 기기에 흐르는 전류 파형은 비정현파가 된다. 주기적으로 연속되고 있는 이러한 비정현파는 정현파 공급전압과 같은 기본파 성분과 그 정수배의 주파수 성분이 합성된 것으로서 기본파에 대해 정수배의 성분이 합성된 것을 총칭하여 고조파(Harmonic)라 부르고 있다. 즉, 비정현파의 전류를 흘리는 기기는 고조파 전류(Harmonic current)를 발생시켜 전력 계통측으로 유출시키는 고조파 발생원이 된다. 또한 각 반사이클이 대칭인 비정현파의 경우는 홀수배의 고조파만을 발생시킨다. 따라서 본 논문에서는 그러한 전력 변환 장치에서부터의 고조파 발생을 저감하기 위하여 전력 변환 장치의 한 종류인 인버터의 출력 전압에 대한 고조파 성분을 저감시키도록 하였다.

### 3.2 인버터 회로의 푸리에 해석.

그림 2.3의 파형을 푸리에 해석을 하여 표현을 하기 위해서 다음을 정의한다.

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (3)$$

여기서,  $n$ 이 짝수일때는 맥동파형이 나타나므로,

$$\begin{aligned} a_n &= 0 \\ b_n &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

계수가 0으로 된다.

그러므로  $n$ 이 홀수일 때 계수  $a_n$ 은

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2Ed}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad \text{여기서 } n=1, 3, \dots \\ &= \frac{2Ed}{\pi} \sum_{k=0}^{2m-1} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3m}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{(k+1)\pi}{3m}} \sin(n\omega t) d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2Ed}{\pi} \sum_{k=0}^{2m-1} \left[ \sin n \left( \frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3m} + \delta \right) - \sin n \left( \frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3m} \right) \right] \end{aligned} \quad (5)$$

비슷하게,

$$b_n = \frac{2Ed}{\pi} \sum_{k=0}^{2m-1} [\sin n(-\frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3m} + \delta) - \sin n(-\frac{\pi}{6} + \frac{k\pi}{3m})] \quad (6)$$

그러므로, 여기서  $C_n$ 을 정의하면,

$$C_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \quad (7)$$

파형을 푸리에 급수로 표현하면

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (8)$$

이고 여기서

$$\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n) \quad (9)$$

이다. 이때 상대 펄스폭을 정의하면

$$rpw = \frac{\delta}{\Delta} \quad (10)$$

로 정의된다.

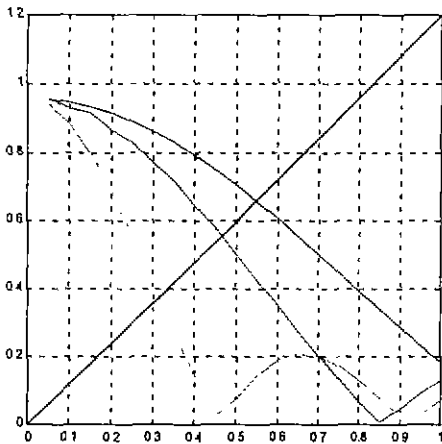


그림 3.1 반주기 동안 2펄스에 대한 고조파 요소의 선간 전압 파형.

Fig 3.1 Harmonic content of the line-line waveform of two pulses per half-cycle.

위 그림은 반주기 동안 2 펄스로 하여 상대 펄스폭이 변화함에 따라 그려진 각 고조파 요소의 파형을 보여준다. 고조파 중 네 개의 고조파들은(5차, 7차, 11차, 13차) 상대적 펄스폭에 대한 기본 주파수 크기에 퍼센트로서 그려진다.

다음 그림들은 각각 반주기에 4, 8펄스에 대한 파형을 보여준다. 3배수 고조파들은 중성선 또는  $\Delta$ 결선이 없어도 삼상 Y결선에 의하여 제거되기 때문에 선간 전압에서는 없다.

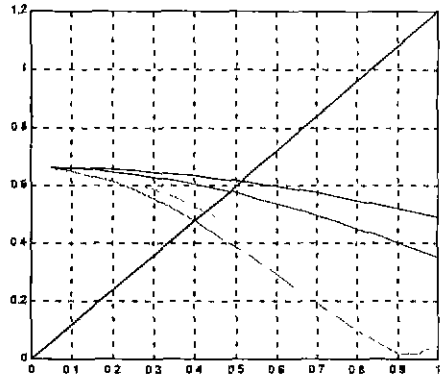


그림 3.2 반주기 동안 4펄스에 대한 고조파 요소의 선간 전압 파형

Fig 3.2 Harmonic content of the line-line waveform of four pulses per half-cycle.

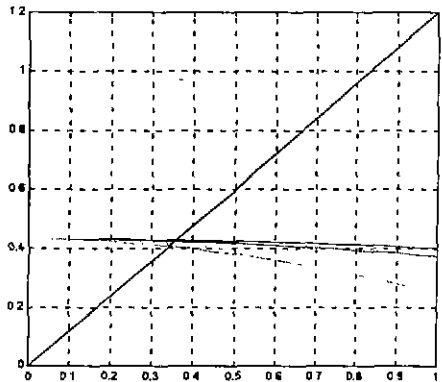


그림 3.3 반주기 동안 8-펄스에 대한 고조파 요소의 선간 전압 파형

Fig 3.3 Harmonic content of the line-line waveform of eight pulses per half-cycle.

위 세 그림에서 보면, 반 주기에 펄스의 수를 증가 시키면, 기본 주파수에 대한 고조파의 비율이 등가 사각파 값으로 도달한다. 즉 5차 고조파의 15 도달, 7차 고조파는 17 도달 등, 이론적으로 유한한 수의 펄스를 가진 파형 고조파 요소는 상대 펄스의 모든 값에서 사각 파형으로 도달한다. 그래서 인버터와 출력 파형에서 고조파는 반주기의 펄스 수를 증가하여 제한하게 된다. 더 낮은 고조파들은 더 높은 고조파들 보다 전에 한계에 도달한

다.

특별한 장치에서 반주기동안의 펄스 수들이 고조파 요소를 저감시키는데 펄스 수를 제한한다. 보통 11차나 13차보다 더 높은 고조파들은 출력 필터 회로를 사용하여 필터링이 된다. 실제로 반 주기동안 펄스 수는 스위칭 주파수가 제한되는 장치에서는 tune-off가 제한된다. 또한 그 정류의 손실은 더 높은 스위칭 주파수들에서 중요한 역할을 한다. 그 적정선 맞추는 것은 효율적인 면에서 중요하다.

## 4. 퍼지 추론을 이용한 전압 제어 방법

### 4.1 퍼지 결정 논리

위 장에서 펄스 수와 펄스 폭의 변화를 주면서 고조파를 저감시키는 것에 대해 설명을 하였다. 위의 방법으로 하여 인버터의 출력단 전압을 제어하여 고조파의 각 크기가 변화하는 것을 볼 수 있었다.

즉, 위 그림에서 보면 펄스의 수가 적으면 각 차수의 고조파의 크기가 커지고, 펄스의 수가 적당하면 고조파의 크기도 중간의 값을 가지는 것을 알 수가 있다. 결국 펄스의 수가 많다고 보면 고조파의 크기가 작아지만, 그 펄스 수가 많아지면 소자의 열을 발생시키므로 작은 범위에서의 펄스 수로 제어를 하게 된다. 또한 같은 펄스 수라 해도 상대적인 펄스 폭에 따라서 각 차수의 비선형적으로 작아지거나 어느 정도의 선형성을 띠면서 작아진다.

하지만 이런 문제점들은 개선하고자 다음과 같은 퍼지 추론 알고리즘을 제안한다.

퍼지 추론을 위한 입력으로 사용되는 2개의 퍼지 상태 변수 중 첫 번째 퍼지 상태 변수는 식 (1)에서 알 수 있듯이 반 주기 동안의 펄스 수를 퍼지 연산자를 이용하여 퍼지화 시킴으로써 얻어진다.

$$\rho_b = \text{fuzzifier}(\rho_w) \quad (11)$$

식 (11) 로 주어진 반주기 동안의 펄스 수에 전체 퍼지 집합은 3개의 중첩된 퍼지 집합으로 구성된다. 각 반주기 동안의 펄스 수는 그림 4 와 같이 정규화 된 삼각 분포(normalized triangular distribution)를 갖는다.

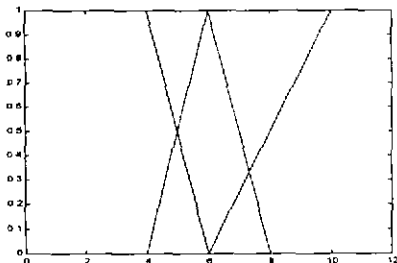


그림 4.1 반주기 동안 펄스 수에 대한 소속함수

Fig 4.1 During the half cycle membership function of pulse figure

두 번째 퍼지 변수는 식(2)과 같이 각 차수별 고조파 크기를 퍼지 연산자를 이용하여 퍼지화함으로써 얻어진다.

$$\rho_w = \text{fuzzifier}(\rho_w) \quad (12)$$

식 (12) 로 주어진 각 차수별 고조파 크기의 펄스 수에 전체 퍼지 집합은 5개의 중첩된 퍼지 집합으로 구성된다. 각 반 주기 동안의 는 그림 4 와 같이 정규화 된 삼각 분포(normalized triangular distribution)를 갖는다.

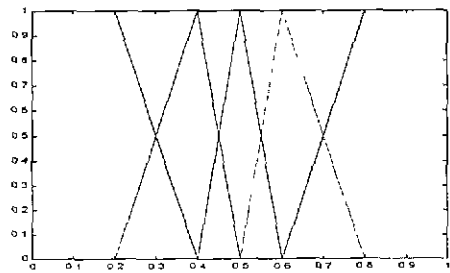


그림 4.2 각 차수별 고조파 크기에 대한 소속함수  
Fig 4.2 Each sequence membership function of harmonic magnitude

퍼지 추론 알고리즘의 장점 중 하나는 알고리즘 자체의 지식 베이스에 있다. 지식 베이스를 설계한다는 것은 퍼지 추론 알고리즘안에 전문가의 경험과 지식을 결합하는 것이다. 이들 경험은 입력과 출력의 소속 함수값의 선택과 규칙 베이스를 조합하는 것이다.

이것을 IF-THEN 형식의 퍼지 규칙집합으로 나타낸다 각 번째 규칙을 나타내면

R<sub>1</sub> : IF 펄스 수가 많고, 고조파 크기가 많다,  
Then 펄스 폭은 정당하다.

:

:

:

IF 펄스 수가 적고 고조파 크기가 적다  
Then 펄스 폭은 상당히 크다.

(13)

퍼지 추론 결과는 입력 전체 집합에서 정의된 퍼지값을 - 력하여 실제 입력 변수로 사용할 수 없기 때문에 이를 명확히 비퍼지값으로 변환시켜야 한다 비퍼지화는 추론 결과의 수. 적 해석으로 이해할 수 있으며 비퍼지화에 관한 체계적인 방법은 아직까지 없으며, 본 논문에서는 비퍼지화 과정을 위한

무게 중심법(Center of Gravity)을 이용하여 출력 전압의 고조파 출력 결과를 비교하였다.

## 4.2 비퍼지화

퍼지 추론에 의하여 얻어진 출력(펄스 폭)은 크리스프한 값(crisp value)이 아니므로 소속함수를 갖는 퍼지 집합이다.

실제로 시스템을 제어하기 위한 제어값은 크리스프한 값이어야 한다. 그러므로 퍼지 제어기의 출력은 비퍼지화를 거쳐 크리스프(crisp)한 출력으로 변환되어야 한다.

그림은 퍼지 규칙을 적용한 후 결론부의 집합에 대한 소속함수를 나타낸다. 또한 그림은 결론부에서 나온 펄스 폭의 값을 얻기 위한 하나의 소속함수 형태로 변형이 된 것이다.

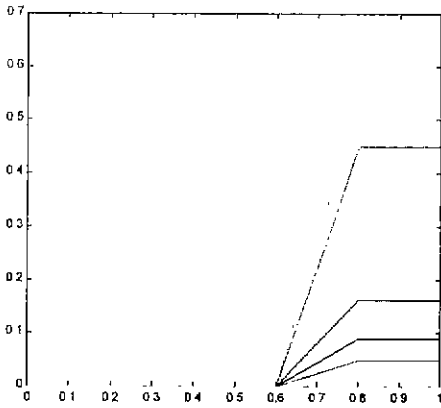


그림 4.3 퍼지규칙의 적용에 따른 결과  
Fig 4.3 The conclusion by application of Fuzzy rule.

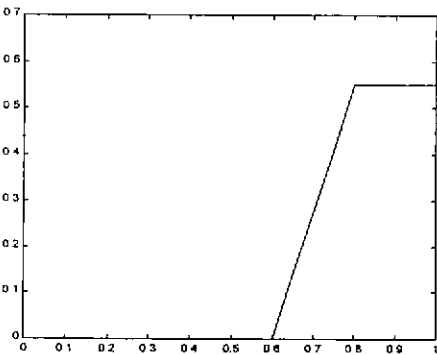


그림 4.4 퍼지 출력 결과의 통합  
Fig 4.4 Sum of outputs of fuzzy rule.

비퍼지화의 방법은 여러 가지가 있으나 본 논문에서는 무게 중심법에 의하여 결론부에서 나온 펄스 폭 값을 나타내고 있다.

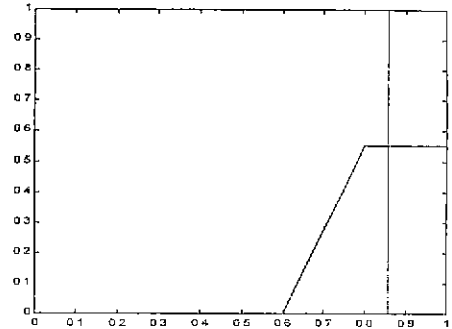


그림 4.5 무게 중심법에 의한 값  
fig 4.5 value by the Center of Gravity

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n y_i \cdot \mu_A(y_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_A(y_i)} \quad (14)$$

식 14는 비퍼지화 방법중에 무게 중심법을 나타낸다. 무게 중심법(Center of Gravity)에 의한 비퍼지화한 값과 비교하기 위해서 펄스 폭(h=0.5)일 때의 인버터 전압 파형을 그림 4.6에서 보여주고 있으며, 그림 4.7에서는 펄스 폭(h=0.8577)일 때의 전압 파형을 보여주고 있다.

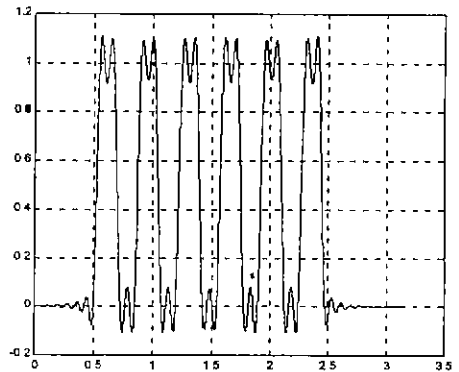


그림 4.6 상대 펄스 폭이 h=0.5일 때 인버터 전압파형  
Fig 4.6 Voltage waveform of inverter in the relative pulse width h=0.5

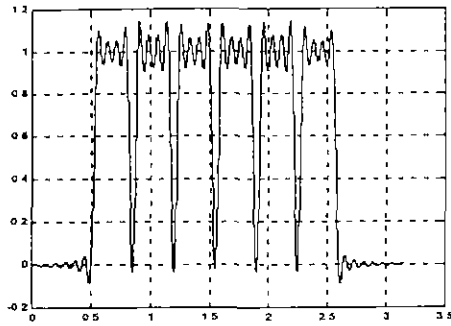


그림 4.7 상대 펄스 폭이  $h=0.8577$ 일 때 인버터 전압파형  
 Fig. 4.6 Voltage waveform of inverter in the relative pulse width  $h=0.8577$

그림 4.6에서의 각 펄스와 그림 4.7에서의 각 펄스 상단부의 리플 파형을 보면 고조파가 감소된 것을 보기가 어려우나 표1을 보면 펄스 상단부 평균 전압이 펄스 폭이 넓어짐에 따라 상단부 평균 전압이 높아짐을 알 수가 있다.

펄스 상단부의 전압이 1에 가까우면 가까울수록 고조파 성분이 저감이 된 것을 알 수가 있다.

표.1 펄스 상단부 전압

Table.1 voltage on the top of pulse.

펄스 폭	펄스 상단부 평균전압
$h=0.5$	0.954
$h=0.8577$	0.9959

그러므로 같은 펄스 수를 가지고 있다고 해도 펄스의 폭이 넓어짐에 따라 고조파 성분도 적어짐을 알 수 있다.

## 5. 결론

따라서, 본 논문에서 제시한 FLC 알고리즘은 기존의 다중 펄스 폭 변조 방식(PWM : pulse width modulation)에서의 출력 파형에 나타나는 각 고조파의 크기가 비선형성을 띄고 있어 정확한 제어가 어려워 지속적인 제어가 불가능하다. 또한

기존의 펄스 폭 변조는 펄스 폭이 일단 정해지면 변경이 어려워지므로 고조파 성분이 지속적으로 나타나게 된다. 하지만 본 논문에서 제시한 FLC에 따르면 처음 한 주기동안의 펄스를 sampling하여 그 펄스의 고조파 성분을 분석하고 고조파가 최소로 나올 수 있도록 지속적인 제어를 함으로서 펄스가 발생과 동시에 고조파 성분을 저감시키므로 부하 및 전력 변환 장치의 열화도 방지하게 되며 동시에 일정 시간이상어 되면 최소의 고조파 성분만 남게 된다.

## 참고 문헌

- (1) H.S. Patel and R.G. Hoft, "Generalized techniques of Harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter : Part I - Harmonic elimination," IEEE Trans. Ind. Appl., vol IA-9, pp. 310-317, May/June 1973
- (2) Patel H.S and Hoft R.G, "Generalized techniques of Harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter : Part I - Harmonic elimination," IEEE Trans. Ind. Appl., vol Ia-10, n°5 pp. 666-673, September/October 1974
- (3) 백수현, 김희준, 김영석, 홍순찬, 전력전자공학 1997
- (4) 반도체 전력변환회로를 중심으로 한 전력전자, 1994
- (5) 이광형, 오길록 퍼지 이론 및 응용, 1992
- (6) 이광형, 오길록 퍼지 이론 및 응용, 1992
- (7) 변중남, 퍼지 논리 제어, 1997
- (8) 박민영, 최성식, 퍼지 시스템의 응용 입문, 대영사, 1990
- (9) M. Braae and D. A. Rutherford, "Selection of Parameters for A Fuzzy Logic Controller", Fuzzy Sets Syst., pp. 185-199, 1979.
- (10) 박익근, 임종수 "Matlab 완벽가이드" 1998
- (11) 이현엽, 문경일 "Matlab을 이용한 퍼지-뉴로" 1999
- (12) The Matlabworks, "Matlab - Control System Toolbox" 1996