

유도전동기 구동을 위한 PWM 인버터의 고조파 제거 및 전압제어의 구현

글/전 희 종(숭실대학교 교수·공학박사)

목 차

1. 머리말
2. 인버터의 동작원리
3. 특정 고조파 제거(SHE)와 전압제어
4. 가변속 유도전동기의 구동
5. 맺음말

1. 머리말

전력용 반도체 소자의 발전은 에너지 절약의 요구와 고도의 제어성을 만족시키면서 전력 변환기의 발달을 가속화시키고 있다. 특히, 직류에서 교류로 전력을 변환시키는 인버터(Inverter)의 기술개발은 유도전동기의 정속 운전을 광범위한 가변속 시스템으로 전환이 가능하게 함은 물론 무정전 전원장치(UPS) 및 산업용 설비 등에 그 사용이 확대되고 있다.

인버터의 주회로 적용에는 강제 전류(轉流)회로가 필요한 사이리스터 보다는 대용량화된 전력용 트랜지스터, MOSFET, GTO, IGBT 등 자기소호용 반도체를 이용한 인버터가 주로 사용되고 있다. 그러나 이러한 인버터는 반도체소자의 ON, OFF 스위칭 작용으로 인하여 인버터 출력에 많은 고조파를 포함시켜 인버터 운전시 전력 손실을 증가시키고 온도상승

및 맥동 토크를 발생시킨다. 이는 또 교류전동기의 특성을 변화시키는 심각한 문제를 야기할 뿐만 아니라 입력측까지도 상당한 고조파 전류가 주입되기 때문에 전원을 통하여 다른 주번기에 나쁜 영향을 끼치므로 다각적인 대책을 필요로 한다.

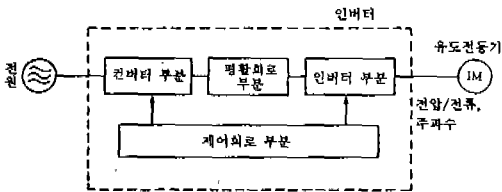
한편, 가변속 제어를 행하는 전동기로서는 그 우수한 제어 성능면에서 직류전동기가 대부분 사용되어 왔다. 그러나 직류전동기는 사용되는 환경조건에 제약이 따르고, 정류자와 브러시가 있기 때문에 정기적인 보수 점검을 필요로 하며 최고속도나 용량에 제약이 따른다. 이 때문에 최근에는 이에 대응된 요구로서 구조적 장점이 있고 가격이 저렴한 교류전동기를 이용한 가변속 제어가 주로 행해지고 있다. 이는 가변전압과 가변주파수(Variable Voltage Variable Frequency; VVVF)의 광범위한 가변속 운전에 대하여 전동기의 효율, 역률의 저하없이 속도를 제어할 수 있다.

이러한 시점에서, 본 논고에서는 인버터의 동작 원리를 전압형과 전류형 인버터로 구분하여 각각 설명하고, VVVF인버터의 출력단에서 발생하는 특정 고조파의 제거(Selected Harmonics Elimination; SHE)기법 및 유도전동기의 가변속 제어를 위해 VVVF인버터의 기본과 전압을 동시에 제어하는 기법을 소개한다. 아울러 실제 인버터 시스템의 구현에 의한 PWM 인버터의 출력파형 및 고조파 제거에 대한 스펙트럼을 분석해 보고, 가변속 유도전동기의 구동시 출력 전류파형을 나타내어 고찰해 보기로 한다.

2. 인버터의 동작원리

인버터는 직류전력을 교류전력으로 변환하는 장치로서 직류로부터 원하는 크기의 전압 및 주파수를 갖는 교류를 얻을 수 있다. 따라서 인버터는 유도전동기의 속도제어는 물론이고 효율제어, 역률제어 등이 가능하여 예비 전원장치, 무정전 전원장치, 유도 가열, 직류송전 등의 많은 분야에 응용되고 있다.

인버터는 엄밀하게 말하면 직류전력을 교류전력으로 변환하는 장치이지만 우리가 쉽게 얻을 수 있는 전원이 교류이므로 교류전원으로 부터 직류를 얻는 장치까지를 인버터의 계통에 포함시키는 경우가 많다. <그림 1>은 유도전동기를 인버터로 구동하는 경우의 기본 구성도이다. 그림에서 보듯이 컨버터 부분에서 일단 교류를 직류로 변환하고, 평활회로 부분에서 직류를 평활화시킨 후, 인버터 부분에서 직류를 원하는 전압과 주파수의 교류로 역변환하여 가변속 유도전동기를 구동할 수 있다.



<그림 1> 인버터의 기본 구성도

인버터의 구분은 출력의 상(相) 수에 따라 단상 인버터와 3상 인버터로 분류할 수 있으며, 전류차단을 위한 수단의 내장 여부에 따라 자력식 인버터와 타력식 인버터로 구분할 수 있으며 전원에 따라 전압형 인버터(Voltage Source Inverter; VSI)와 전류형 인버터(Current Source Inverter; CSI)로 크게 구분할 수 있다. 전압형은 전압원의 직류에서 교류로 변환하는 인버터이고, 전류형은 전류원의 직류에서 교류로 변환하는 방식을 말하며 그 특징은 <표 1>과 같다.

현재 범용 인버터로서 널리 보급되어 있는 것은

<표 1> 전압·전류형 인버터의 특징

구분	전압형 인버터	전류형 인버터
출력파형	전압파형이 구형파	전류파형이 구형파
회로의 구성	① 직류전원에 대한 대응량의 콘덴서를 병렬로 접속(저임피던스의 전압형) ② 캐환 다이오드가 있다.	① 직류전원에 직렬로 리액터 접속(고임피던스의 전류원) ② 캐환 다이오드가 필요 없다.
장점	① 전체 시스템의 소형화, 저가격화 ② 응답속도의 속응성 ③ 릴스폭 변조의 용이성	① 출력의 단락사고시 보호의 용이성(과전류 억제기능) ② 시스템의 견고성 및 내구성 ③ 부가 회로없이 전원 회생동작
단점	① 출력의 단락사고시 보호의 난이성 ② 회생시에는 듀얼 컨버터가 필요 ③ 환류 동작시 큰 스파이크 전류	① 리액터에 의한 시스템의 대형화 ② 완전한 응답속도 ③ 환류 동작시 높은 스파이크 전압

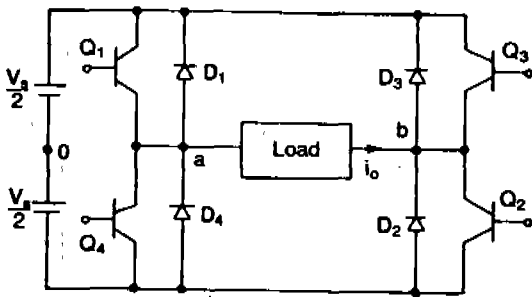
전압형 인버터이며 대용량의 전력 시스템에서는 단락사고시의 장점 때문에 전류형 인버터의 사용이 확대되고 있다.

인버터로서는 보통 3상 인버터가 사용되지만, 이 장에서는 회로를 간소화하기 위해서 단상 브리지 인버터를 사용하여 전압형 및 전류형 인버터의 원리를 설명하고 출력의 제어 수단인 PAM과 PWM 방식을 소개한다.

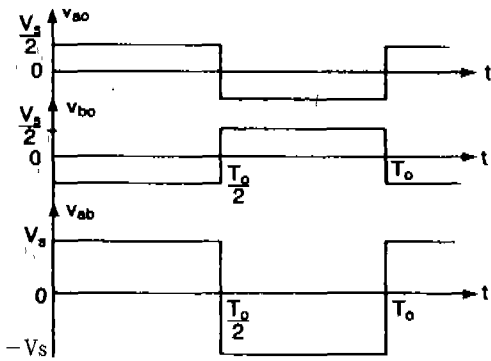
(1) 전압형 인버터의 원리

기본적인 단상 브리지 인버터의 형태는 <그림 2a>와 같으며 4개의 스위칭소자로도 구성된다. 이들 스위칭 소자들은 Transistor, Thyristor 또는 GTO, MOSFET, IGBT 등 어떠한 전력용 반도체 소자들로 구성할 수 있다. 또한 유도성 부하시 전류의 Path를 보장하기 위하여 각 스위치에 역병렬로 다이오드가 접속되어 있다.

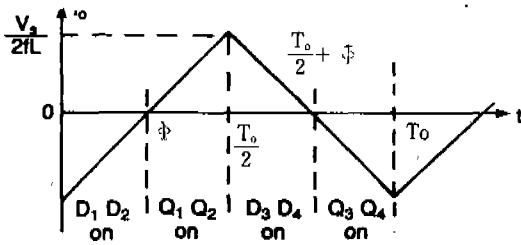
<그림 2a>에서 원하는 출력 주파수의 반주기 동안(0~T₀/2) 스위칭 소자인 트랜지스터 Q₁과 Q₂



<a> 트랜지스터 인버터 회로



 파형



<c> 유도성 부하시 부하전류

<그림 2> 전압형 단상 브리지 인버터

를 닫고 Q_3 와 Q_4 를 열면 부하 양단에는 입력 전압 V_s 가 걸리게 된다. 나머지 반주기 동안($T_o/2 \sim T_o$)에는 Q_1 과 Q_2 를 열고, Q_3 와 Q_4 를 닫으면 부하 양단의 전압은 역전되며 $-V_s$ 가 걸리게 된다. 이와 같은 스위칭 동작을 계속 반복하면 전원은 직류 전압일 지라도 부하 양단 전압(V_{ab})은 구형파의 교류전압이

<그림 2b>와 같이 얻어지게 되고 ON시간을 바꾸면 주파수를 가변할 수 있다.

만일 부하가 순수한 유도성일 경우에 <그림 2b>와 같은 구형파 전압을 인가했을 때, 이 회로에는 <그림 2c>의 전류가 흐른다. 이의 부하 전류는 출력 전압의 변화에 따라 즉시 변할 수 없으며 문제가 되는 것은 $0 \sim \phi$ 및 $T_o/2 \sim [(T_o/2) + \phi]$ 의 기간이다. 이 사이에서는 전압이 양(+)인데 전류는 음(-) 또는 그 반대로 되고 전원이 공급되고 있는 전력은 음이 된다. 이것은 부하의 인덕턴스에 축적된 에너지가 이 기간에 전원으로 되돌려 보낸다는 뜻이고 이것이 부하의 무효전력으로 된다.

즉, Q_1 과 Q_2 를 $t = T_o/2$ 에서 동시에 턴-오프 하면 부하 전류가 0으로 될때까지 $[T_o/2 \sim (T_o/2) + \phi]$ 부하에 축적된 에너지는 다이오드 D_3, D_4 를 통하여 입력 전원으로 환원된다. 마찬가지로 Q_3 와 Q_4 가 $t = T_o$ 에서 턴-오프 될 때 역전된 부하 전류가 0으로 될 때까지 부하의 축적된 에너지는 다이오드 D_1, D_2 를 통하여 전원으로 환원된다.

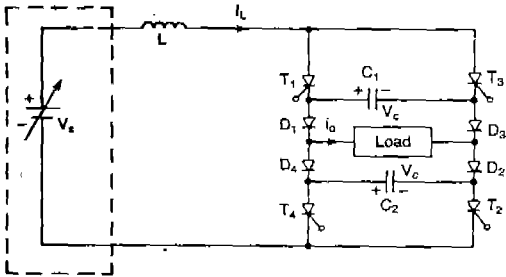
따라서 전압형 인버터의 구성에 있어서 부하는 유도성인 경우가 대부분이며 이 때의 무효전력을 처리하기 위해서는 위와 같은 다이오드가 필요하다. 다이오드 D_1, D_2 또는 D_3, D_4 가 도통할 때 축적된 에너지는 DC전원으로 환원되고 이의 다이오드를 '궤환(feedback)다이오드'라 한다.

(2) 전류형 인버터의 원리

앞 절에서의 인버터는 전압원으로부터 공급받으며, 부하 전류를 정(+)에서 부(-)로 또는 역으로 변동시킨다. 이는 유도성 부하에 대처하기 위해 궤환 다이오드를 갖는 전력용 스위치가 요구되는 것이 큰 특징이다. 이에 반해 전류형 인버터에서는 입력이 전류원처럼 동작한다. 출력전류는 인버터 부하와 관계없이 일정하게 유지되고 출력전압은 강제로 변화한다.

실제의 정 전류원으로서의 전류를 평활하게 하기 위하여 크기가 충분한 인덕턴스를 직렬로 접속하고 직류 전류를 일정하게 해야 할 직류전압을 조정한다

다. 전류형 인버터의 교류 전류파형은 전압형 인버터의 교류 전압파형과 동일한 파형이 되며 서로 상대성(duality)이 성립한다. <그림 3>은 전류형 단상 인버터의 회로를 나타낸다.



<그림 3> 단상 전류형 인버터

<그림 3>의 전류형 인버터에서 사이리스터의 전류(轉流: Commutation)회로는 단지 커패시터만 요구되며 4개의 다이오드는 부하전압으로부터 커패시터를 분리한다. 부하가 유도성일때 다이오드가 없으면 한번 충전된 콘덴서 전하가 부하의 무효 전력을 공급하기 위해 방전하여 콘덴서의 용량이 적으면 전류실패를 하게 된다. 다이오드의 부하에 의하여 콘덴서의 전하는 전류만에 이용되기 때문에 콘덴서의 용량은 적게 하는 것이 좋다.

이 회로의 동작을 살펴보면 사이리스터 T_1 과 T_2 가 도통하고 있고 커패시터 C_1 과 C_2 가 그림과 같은 극성으로 충전된다고 가정해 보자. 사이리스터 T_3 와 T_4 의 점호가 사이리스터 T_1 과 T_2 를 역 바이어스 한다. 이때 T_1 과 T_2 는 턴-오프 되고, 전류는 T_3, C_1, D_1 , 부하, 그리고 D_2, C_2, T_4 를 통하여 흐른다. 커패시터 C_1 과 C_2 는 부하전류에 의해 결정되는 일정비율로 방전되고 재충전된다. C_1 과 C_2 를 통하는 전류가 0으로 떨어질때 부하전류는 다이오드 D_1 에서 D_3 로, D_2 에서 D_4 로 전달되어 T_3, D_3 , 부하, D_4, T_4 로 전류는 흐른다. 다음 반주기에서 사이리스터 T_1 과 T_2 가 턴-온 되면, 커패시터는 T_3 와 T_4 를 턴-오프시킬 준비가 된다. 전류(Commutation)시간은 부하전류와 부하 전압에 의존하게 된다.

(3) PAM과 PWM

산업 응용의 많은 분야에서 i) dc입력 전압의 변동에 대응하기 위하여, ii) 인버터의 전압 조절을 위하여, iii) V/f일정 제어 패턴의 제어 요구에 대하여 인버터의 출력전압 또는 출력전류를 제어할 필요가 있다. 이들의 제어는 콘덴서 부분 혹은 인버터 부분에서 행해지며, 이들 출력의 제어 수단으로 PAM방식과 PWM방식이 있다.

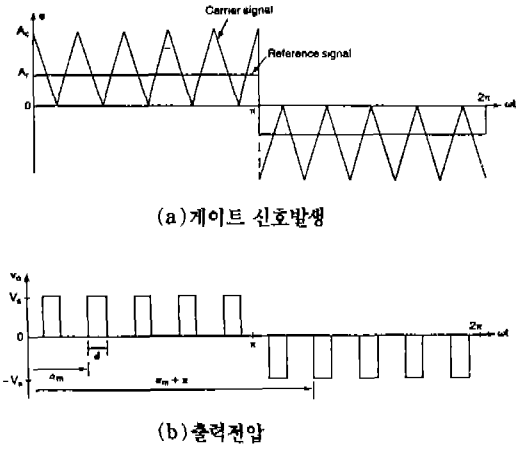
1) PAM 방식

PAM(Pulse Amplitude Modulation)이란 펄스의 폭을 일정하게 하고 펄스의 진폭을 제어하는 펄스진폭 변조방식으로서, <그림 2>, <그림 3>에서처럼 전압원의 전압 V_s , 혹은 전류원의 전류 I_L 의 진폭을 바꾸어 출력을 제어하는 방식이다. PAM 인버터는 제어 전류회로나 초파(Chopper)회로를 사용하여 출력전압을 조정하고 인버터부는 주파수 변환만을 한다. 이 방식은 간단하고 대용량화, 다중화가 용이하다는 장점과 고속의 전동기 구동시 소음이 적다는 장점을 지닌다.

그러나 이 방식은 전원 역률이 낮고 응답성이 나쁘다는 단점을 지니므로 급가속이나 급감속의 용도에는 적당하지 않으며 주로 출력을 제어하는 방식으로서 효율이 좋은 PWM 방식을 일반적으로 채용한다.

2) PWM 방식

PWM(Pulse Width Modulation)방식이란 펄스의 진폭을 일정하게 하고 펄스폭을 제어하는 펄스폭 변조방식이다. PWM 인버터는 출력 파형의 반주기 내에서 한개의 펄스가 존재하는 단 펄스폭 변조, 복수개로 펄스를 분할하는 다중 펄스폭 변조, 고정된 삼각 반송파와 정현파의 기준 신호에 따라 펄스폭이 변하는 정현 펄스폭 변조(Sinusoidal PWM)등으로 나눌 수 있다. <그림 4>는 다중 펄스폭 변조방식을 설명하기 위한 그림이다. 이는 <그림 2>의 단상 브리지 인버터에 대한 게이트의 발생신호와 출력전압을 나타낸다. 스위칭 소자 트랜지스터의 게이트 신호는 삼각반송파의 크기 A_c 와 구형기준신호 A_r 를 비교함으로써 턴-온과 턴-오프가 결정된다. 이때



<그림 4> 다중 펄스폭 변조

구형파 기준 신호의 주파수는 인버터 출력 주파수 f_0 를 결정하고 삼각 반송 주파수 f_c 는 반 주기당 펄스 수를 결정한다.

A_c 에 대한 A_r 의 비는 제어 변수이고 변조지수 (Modulation Index)로 정의된다. 이의 변조지수는 출력전압을 제어한다.

반 주기당 펄스의 수는 다음 식으로부터 알 수 있다.

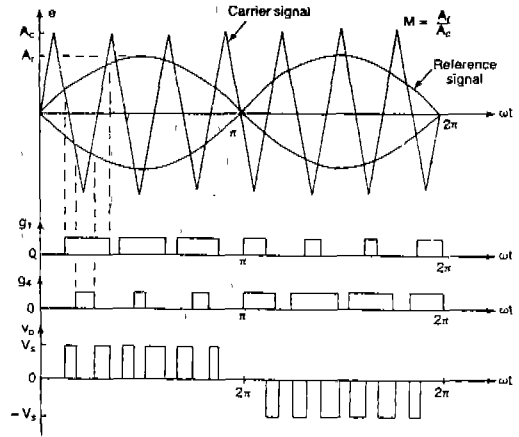
$$N = \frac{f_c}{2f_0} \quad (2-1)$$

또한, 0부터 1까지 변조지수 M 의 가변은 0부터 π/p 까지 펄스 폭을 변화시키고 0부터 V_s 까지 출력 전압을 변화시킨다.

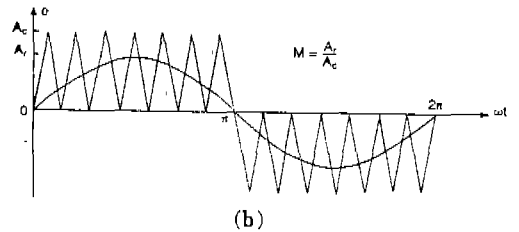
δ 가 각 펄스의 폭이라면 실효 출력전압은 다음 식으로부터 알 수 있다.

$$V_o = \left[\frac{2P}{\pi} \int \pi P - \delta \delta' \pi P - \delta \delta' 2V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (2-2)$$

<그림 5>는 정현 펄스폭 변조 방식을 나타내고 있다. 이는 다중펄스 변조의 경우와 같이 모든 펄스의 폭을 유지하는 대신에 각 펄스의 폭은 동일 펄스의 중앙에서 평가되는 정현파의 크기에 비례해서 변한다. 이는 고조파에 대한 왜곡률(Distortion Factor)과 최저차 고조파는 현저하게 감소되는 장점이



(a)



<그림 5> 정현 펄스폭 변조

있어 일반적으로 산업 응용에서 사용된다.

<그림 5a>에서 나타낸 스위칭 소자의 게이트 신호는 정현기준 신호와 주파수 f_c 의 삼각 반송파를 비교함으로써 생긴다. 기준 신호의 주파수 f_r 은 인버터 출력 주파수 f_0 를 결정하며, 이것의 피크 크기 A_r 은 변조지수 M 과 실효 출력전압 V_o 를 제어 한다. 반 주기당 펄스의 수는 반송 주파수에 의존한다.

동일한 암(Arm)의 두 개의 트랜지스터 (Q_1 과 Q_4)가 동시에 도통할 수 없다는 제약을 두고서 순시 출력 전압을 <그림 5a>에 나타내었고 <그림 5b>와 같이 단일방향 삼각 반송파를 사용하여 동일한 게이트 신호를 얻을 수도 있다. 변조지수 M 을 0부터 1까지 가변함으로써 실효 출력전압을 0부터 V_s 까지 가변할 수 있다. 각 펄스의 영역이 게이트 신호 상의 오프 주기의 인접 중심점간의 정현파 하에서의 영역과 근사적으로 대응한다는 것을 관측할 수가 있다.

3. 특정 고조파 제거(SHE)와 전압제어

직류 전력으로부터 교류전력으로 변환하는 인버터의 출력파형은 정현파가 이상적이다. 그러나 스위칭 소자의 ON, OFF 동작으로 인하여 출력 전압은 일정 전압의 구형파가 되므로 필연적으로 고조파 성분을 내포하게 된다. 이의 고조파는 전부 손실로 변하게 되고, 전기기기들을 가열시킬뿐만 아니라 전동기 구동 등에 있어서는 토크 리플을 발생시키는 문제를 야기한다. 특히 저차 고조파는 고조파 함유량이 가장 크고 필터링이 곤란하며, 전체적 전력 계통에서는 저차의 고조파에 대해서 공진성을 가지기 때문에 저차 고조파 전류는 상위의 전압 계통에 과급해서 전압 변형의 원인이 된다.

따라서 인버터의 경우 펄스 폭 및 OFF 기간을 적당히 조정해서 고조파를 제거하여 출력 파형을 가능한 한 정현파에 가깝도록 할 필요가 있다. 이를 위하여 본 장에서는 특정의 고조파를 제거하는 기법을 수치해석적으로 표현함과 동시에 유도 전동기의 가변속을 위한 기본파 전압의 제어 기법을 살펴본다.

<그림 2>에서 인버터 상전압 출력 파형을 특정의 고조파 제거 및 전압제어를 이론적으로 해석하기 위하여 인버터의 출력파형이 <그림 6>과 같이 바이폴라형 출력이라 가정한다.

이는 $\pi/2$ 에서 반파대칭인 파형이고 단위 펄스의 크기 $\pm U_d$ 를 갖는 파형이라고 가정하고 이의 함수를 식(3-1)과 같이 표현할 수 있다.

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi) \quad (3-1)$$

여기서 $f(\omega t)$ 는 반 싸이클 당 M번 초핑(chopping)하는 주기적인 함수이며 M번 초핑 할때의 초핑각이 a_1, a_2, \dots, a_M 일때 스위칭 각 a_M 은 다음식을 만족하여야 한다.

$$0 < a_1 < a_2 < a_3 < \dots < a_{M-1} < a_M < \pi/2 \quad (3-2)$$

또한 <그림 6>에서의 출력파형은 식(3-3)같이 푸리에 급수(Fourier Series)로 표현할 수 있다.

$$f(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (3-3)$$

$$\text{여기서, } a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

반파대칭인 함수의 경우에는 직류성분 a_0 와 여현성분(餘弦成分) b_n 은 영(零)이 되고 정현성분(正弦成分)의 기수배(寄數倍) a_n 만 식(3-4)와 같이 남게 된다.

$$a_n = \frac{4U_d}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos nak] \quad (3-4)$$

$$(n=1, 3, 5, \dots)$$

이 식은 가능한 a 의 값이 M개이고, 자유로운 M개의 적당한 선택도를 갖는다. 따라서 필요하다면 M-1개의 고조파 제거가 가능하며 이 식에서 $n=1$ 인 기본파 전압의 크기는 다음식과 같이 표현된다.

$$a_1 = \frac{4U_d}{\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos ak] \quad (3-5)$$

1/4주기 내에서의 초핑 횟수를 0에서 무한대까지 가변시킬 경우 기본파 전압의 출력범위는 식(3-6)을 만족한다.

$$0 \leq a_1 \leq 4U_d/\pi \quad (3-6)$$

즉, 식(3-6)에서 기본파 전압의 크기인 $0 \leq a_1 \leq 1.27 U_d$ 가 되고 이의 정규화(Normalized)한 크기는 식(3-7)로 표현된다.

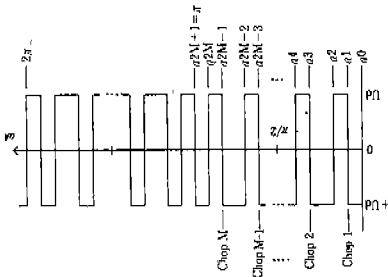
$$a_1 \times \pi = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos ani \quad (3-7)$$

1/4 주기당 인버터의 스위칭 수 M개에 대한 방정식은 식(3-8)과 같이 $i(M)$ 개의 방정식이 얻어진다.

$$F_i(a) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos niak = 0 \quad (3-8)$$

(ni : 제거하고자 하는 고조파 차수)

이러한 M개의 방정식은 식(3-4)를 영으로 설정함으로써 M개의 고조파를 제거하는 적당한 a 값의 해를 구할 수 있다. 식(3-8)을 벡터 표기법(Vector Notation)으로 표기하면 식(3-9)와 같다.



<그림 6> PMW 인버터의 출력전압 파형

$$\bar{F}(\bar{a}) = 0 \quad (3-9)$$

단, $F = [F_1, F_2 \dots F_M]^T$ $M \times 1$ 행렬

$a = [a_1, a_2 \dots a_M]^T$ $M \times 1$ 행렬

식(3-9)는 선형화 기법(Linearization Techniques)을 이용하여 근사화 된 해를 구할 수 있으며 다음과 같은 과정을 거친다.

1) a 에 대한 한 집합(Set)의 값을 추정하여 다음과 같이 놓는다.

$$a^\circ = [a_1^\circ, a_2^\circ, \dots, a_M^\circ]^T$$

2) 아래와 같은 식(3-10)을 결정한다.

$$F(a^\circ) = F^\circ \quad (3-10)$$

3) a° 에 대하여 식(3-9)를 선형화 한다.

$$F^\circ + \left[\frac{\partial F}{\partial a} \right]^\circ da = 0 \quad (3-11)$$

식(3-11)에서,

$$\left[\frac{\partial F}{\partial a} \right]^\circ = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial a_1} & \frac{\partial F_1}{\partial a_2} & \dots & \frac{\partial F_1}{\partial a_M} \\ \frac{\partial F_2}{\partial a_1} & \frac{\partial F_2}{\partial a_2} & \dots & \frac{\partial F_2}{\partial a_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_M}{\partial a_1} & \frac{\partial F_M}{\partial a_2} & \dots & \frac{\partial F_M}{\partial a_M} \end{bmatrix}$$

$$da = [da_1, da_2, \dots, da_M]^T \text{이다.}$$

4) da 에 대하여 식(3-11)을 푼다.

5) 1), 4)번 과정을 반복하고 다음 값을 산정한다.

$$a^1 = a^\circ + da \quad (3-12)$$

이때 제거되는 M 개의 고조파를 $n_1, n_2 \dots n_M$ 라 놓으면 식(3-4)로부터 다음식이 얻어진다.

$$F_{1i}(a) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n_2 a^k = 0$$

$$F_{2i}(a) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n_2 a^k = 0$$

$$F_{Mi}(a) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n_M a^k = 0 \quad (3-13)$$

식(3-13)으로부터 식(3-11) $\frac{\partial F}{\partial a}$ 는 식(3-

14)와 같이 된다.

$$\left[\frac{\partial F}{\partial a} \right] = \begin{bmatrix} 2n_1 \sin n_1 a_1 & -2n_1 \sin n_1 a_2 \dots & -2n_1 \sin n_1 a_M \\ 2n_2 \sin n_2 a_1 & -2n_2 \sin n_2 a_2 \dots & -2n_2 \sin n_2 a_M \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 2n_M \sin n_M a_1 & -2n_M \sin n_M a_2 \dots & -2n_M \sin n_M a_M \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

그런데 식(3-11)에서 M 개의 선형 방정식의 해를 얻기 위하여서는 식(3-14)의 $(M \times M)$ 행렬이 $\det = 0$ 인 비정칙(Nonsingular)이 된다. 따라서 식(3-13)과 같은 조건에서 기본파 전압 크기의 함수값 $F_i(a)$ 을 영으로 놓지 않는다면 식(3-14)와 같은 행렬의 계수(rank)는 $(M-1)$ 로 줄어들며 이의 행렬은 정칙(Singular)이 된다. 따라서 1/4주기 당 인버터의 스위칭 수 M 에 대하여 $(M-1)$ 개의 고조파 성분의 제거가 가능하게 된다.

그러므로 $(M-1)$ 개의 고조파를 제거한 방정식은 식(3-15)와 같다.

$$\bar{F}_i(a) = 1 + 2 \sum_{k=0}^M (-1)^k \cos n_i a^k = 0 \quad (3-15)$$

단, n_i 에서 $i=1, 2, \dots, (M-1)$

그리고 인버터의 스위칭 수 M 에 대해 $(M-1)$ 고조파 성분을 제거하고 동시에 기본파의 전압을 제어하기 위해서는 다음식과 같은 Hamiltonian함수 (H) 의 연산자가 정의된다.

$$\bar{H}(a, \lambda) = \bar{a}_1(a) + \lambda^T \bar{F}(a) \quad (3-16)$$

여기서,

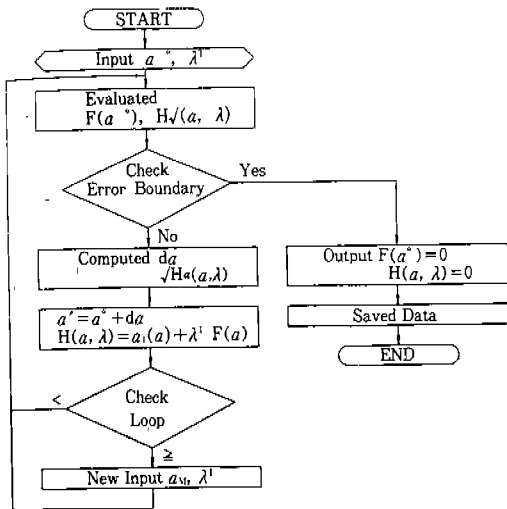
$\lambda^T = [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3 \dots \lambda_{M-1}]$: Lagrangean Multipliers $(M-1)$ 고조파 성분을 제거하고 기본파 전압 a_1

(a)을 최대화하는 필요충분 조건은 다음 식과 같다.

$$\bar{H}(a, \lambda) = \left[\frac{\partial H}{\partial a_1}, \frac{\partial H}{\partial a_2}, \dots, \frac{\partial H}{\partial a_m} \right] T = 0 \quad (3-17)$$

식(3-17)은 (M-1)개의 변수 λ 와 M개의 변

수 a 에 대한 (2M-1)개의 방정식을 갖는다. 따라서 고조파 성분을 제거시키고 기본파(a_1)의 변화에 대한 스위칭 패턴을 결정하기 위한 선형화 기법의 반복식(3-12)를 다음 식과 같이 정리하여 표현할 수 있다.

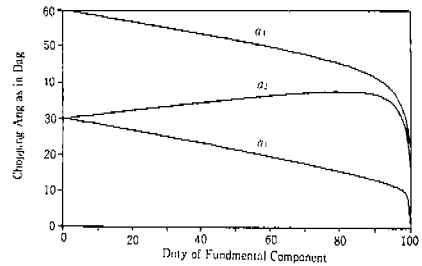


<그림 7> 특정 고조파 제거 및 전압제어의 수치해석 흐름도

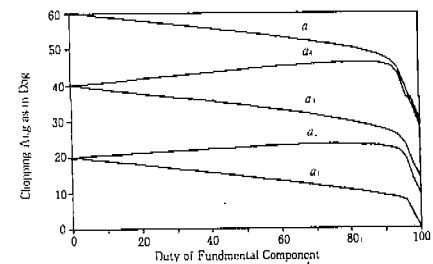
$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix}^{1+N} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix}^1 - \frac{8}{\pi} \begin{bmatrix} +\sin a_1 & -\sin a_2 & \dots & -\sin a_M \\ +\sin 5a_1 & -\sin 5a_2 & \dots & -\sin 5a_M \\ +\sin 7a_1 & -\sin 7a_2 & \dots & -\sin 7a_M \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ +\sin na_1 & \sin na_2 & \dots & -\sin na_M \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}$$

<그림 7>은 특정 고조파 제거를 위한 수치해석적 방법의 전 과정을 흐름도로 나타내고 있다.

<그림 7>과 같은 수치해석적 흐름도에 따라 기본파의 전압제어에 따른 특정의 고조파 제거를 하기위한 알맞은 스위칭 해를 구하여 <그림 8, 그림 9>에 나타내었다.



<그림 8> 5, 7차 고조파 성분 제거시 기본파 전압의 크기에 따른 초평각



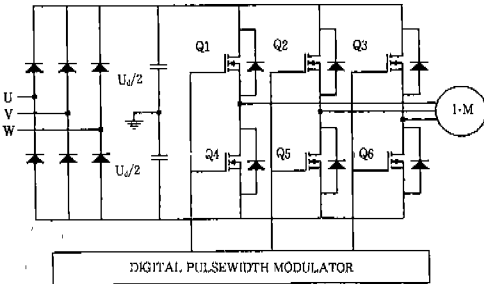
<그림 9> 5,7,11,13차 고조파 성분 제거시 기본파 전압의 크기에 따른 초평각

<그림 8>은 초평수 M=3으로 하여 5, 7차 고조파 성분을 제거하였을때 기본파 전압에 따른 스위칭 해를 표시하였고, <그림 9>는 초평수 M=5로 하여 5,7,11,13차 고조파 성분을 제거하였을 경우에 기본파 전압에 따른 스위칭 해를 나타내었다.

4. 가변속 유도전동기의 구동

(1) PWM 인버터의 구현

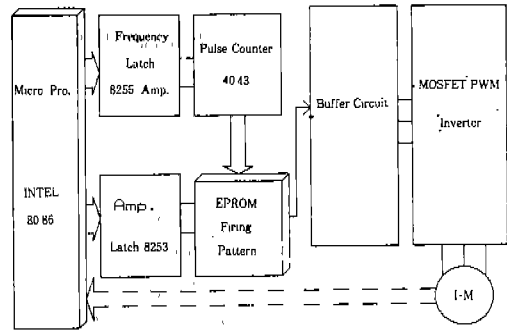
반도체 소자의 성능과 신뢰도가 향상되고 대전력용 소자의 출현과 더불어 LSI기술의 향상 및 마이크로 프로세서의 응용범위가 확대되고 있으며 그 결과 전동기의 각종 제어가 용이하게 되었다. 본 논고에서는 이의 마이크로 프로세서를 이용한 가변속 유도 전동기의 구동을 위한 PWM 인버터의 시스템을 <그림 10>과 같이 구성하였다.



<그림 10> 전압형 PWM인버터의 구성도

이의 인버터는 산업 응용에서 널리 쓰이는 3상 전압형 인버터로서 주회로의 구성에는 MOSFET의 스위칭 소자를 사용하였다. MOSFET는 트랜지스터나 사이리스터 등의 대전력용 스위칭 소자중에서 가장 빠른 스위칭 시간과 적은 손실을 가지며 전압으로 구동하기 때문에 구동회로가 간단하다는 장점을 지니고 있다. 이의 인버터는 특정의 고조파를 제거하기 위한 앞장에서의 수치해석적 과정을 거쳐 스위칭 해를 구한 후 이의 데이터를 ROM에 저장한후 인출하는 방식의 인버터이다.

이는 디지털 펄스폭 변조기에서 결정된 변조 신호에 의하여 MOSFET의 소자 $Q_1 \sim Q_6$ 를 이용하여 주전류를 자유로이 ON, OFF함으로써 필요한 3상 교류 전력을 얻을 수 있다. 이의 경우는 항상 3개의 스위치가 닫히고 3개의 스위치가 열리는 즉, 전기각 60° 마다 하나씩 스위치를 전환



<그림 11> 마이크로 프로세서를 이용한 제어 시스템

해 주는 180° 형 점호방식의 인버터이다.

<그림 11>은 본 논고에서 구현한 가변속 유도전동기의 제어를 원활하게 하기위한 제어 시스템의 구성을 마이크로 프로세서 및 그 주변소자를 이용하여 구성하였다.

주 프로세서로서는 INTEL사의 8086 16bit μ -Processor를 사용하였으며, 인버터의 가변전압과 가변주파수를 제어하기 위하여 스위칭 정보가 저장되어 있는 EPROM의 16개 어드레스 라인을 분할하여 사용한다. 이때의 가변 주파수 출력은 Programmable Interval Interface(INTEL사 8253)를 사용하고 이에 의해 가변된 구형파는 펄스 카운터(4040)의 클럭으로 입력되어 EPROM 어드레스에 신호를 출력한다.

인버터의 전압제어를 위하여는 Programmable Peripheral Interface (INTEL사 8255)를 이용하여 ROM 어드레스에 해당하는 신호를 출력한다. EPROM은 27512(64 k byte)를 사용하여 스위칭 패턴의 데이터를 디지털 계수처리하여 ROM에 저장하였으며 이 데이터를 인출하여 인버터의 스위칭 소자를 정확하게 구동키 위하여 래치 기능의 TTL(74LS273)를 사용해 데이터들을 유지시켰다. 또한 이 신호는 소신호이기 때문에 버퍼회로를 사용하였고 이 버퍼회로는 제어부와 전력 시스템사이의 그라운드 분리 목적으로도 사용되었다.

인버터의 전압제어 범위는 V/f 일정 제어를 고려하여 기본과 전압의 전구간에 대하여 총

60등분으로 분할하여 EPROM(275-64k byte)에 저장하였으며 스위칭 소자의 스위칭 지연시간도 함께 고려하였다.

이는 인버터의 직류 링크 사이에 직렬로 연결된 두 소자 중 하나가 도통하고 있다가 소호되면서 다른 쪽이 도통을 시작하려고 할때 앞서 도통하던 소자가 완전히 소호되기를 기다려 다음의 소자를 점호시키기 위한 직류 링크의 단락 방지 지연시간이다. 따라서 여기에 소요되는 시간의 지연을 고려하여 MOSFET 게이트를 구동하여야 할 필요가 반드시 있다.

(2) 유도전동기의 제어

전력용 반도체 소자와 마이크로 프로세서를 응용한 인버터에 의하여 정회전 구동 시스템을 가변속 운전할 수 있으며 유도전동기의 회전속도는 식(4-1)로 표현할 수 있다.

$$N = \frac{120f}{P} (1-s) [rpm] \quad (4-1)$$

단, s : 전동기의 슬립

p : 전동기의 극수

따라서 유도전동기의 속도제어는 극수, 슬립 또는 주파수를 변화시킴으로써 회전속도를 제어할 수 있다. 그러나 극수 P는 전동기의 권선구조에 의해서 결정되기 때문에 연속 가변속 구동에는 알맞지 않다. 슬립 S를 바꾸는 방법에는 전동기의 단자전압을 제어하는 1차측 전압제어 방식이 있지만 저속 운전시 효율이 나쁘기 때문에 대부분은 효율이 좋은 권선형 전동기를 사용한 2차 전력제어 방법이라든가 또는 주파수 f를 제어하는 1차 주파수 제어방법이 주로 사용되고 있다. 그러나 1차 주파수 제어방식으로 농형 유도 전동기를 운전할 경우에는 전동기에 가해지는 주파수를 변화시키는 동시에 전압도 변화시켜야 한다. 철심을 사용한 모든 전기기계는 자기 포화로써 역률, 효율의 저하를 일으키지 않도록 공극 자속을 정격값으로 유지해야 하며 유도전동기에서는 인가한 단자전압과 그 주파수를 비례 관계로 적용하면 자속을 일정하게 유지할

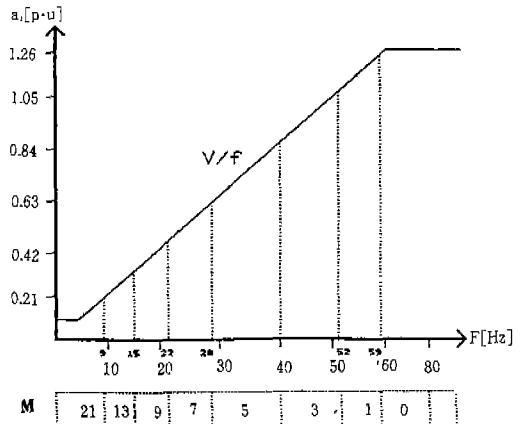
수가 있다.

따라서 인버터로 유도전동기의 속도를 제어하기 위하여서는 주파수와 전압을 동시에 제어하여야 하며, 이를 위하여 가변전압 가변주파수 (Variable Voltage Variable Frequency)인버터를 적용한다.

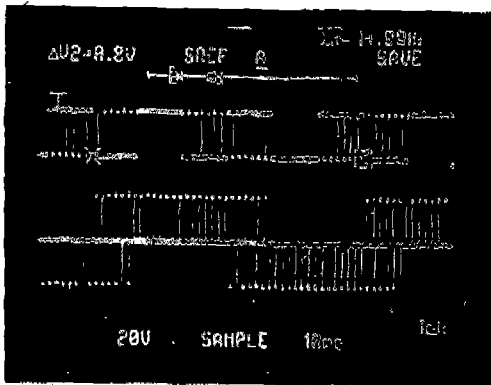
유도전동기의 발생토크 T는 식(4-2)와 같이 표현된다.

$$T \propto \frac{r_2^2}{\omega s} \cdot \left[\frac{E}{f} \right]^2 \quad (4-2)$$

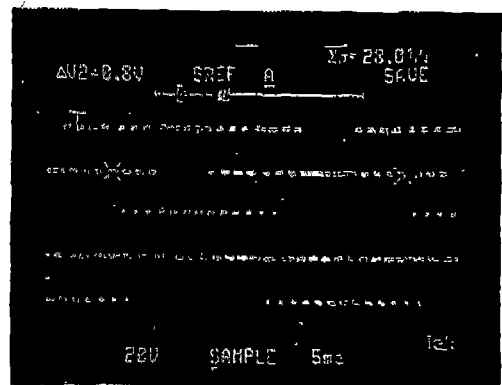
여기서는 E는 1차 유기전압, f는 1차 주파수, ωs 는 슬립 각속도, r_2 및 L_2 는 2차저항, 2차 누설 인덕턴스의 1차 환산 값이다. E/f를 일정하게 유지하려면 식(4-2)에서 T는 ωs 에 의존하여 f의 변화와 관계 없이 일정하므로 1차 유기전압 E를 제어해야 한다. 그러나 E를 간단하게 검출할 수 없기 때문에 실제로는 전동기의 단자전압 V에 의한 V/f제어가 사용된다. V/f일정제어는 f의 낮은 저속 영역에서 1차 권선저항에 의한 전압강하로서 공극 자속이 감소되어 현저한 토크저하를 일으키기 때문에 이것을 보상하려면 <그림 12>처럼 파선(a) 또는 (b)와 같이 V와 f를 변화시켜 E/f 일정제어에 가까운 특성을 얻도록 하고 있다.



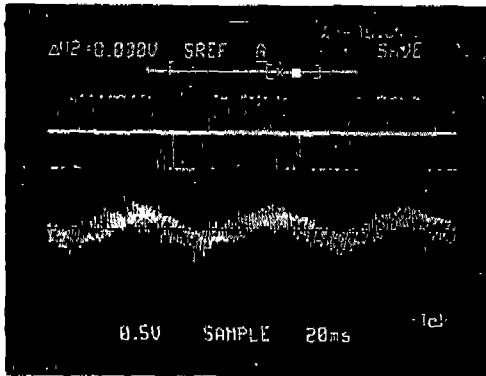
<그림 12> 일정자속을 위한 V/f제어



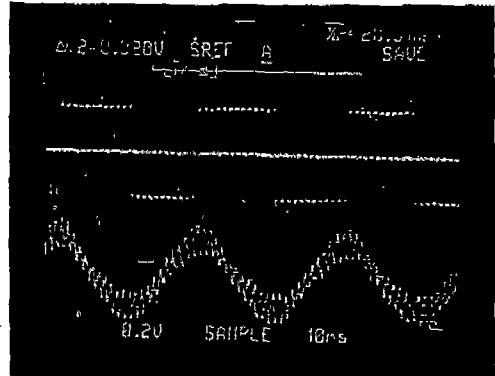
(a)



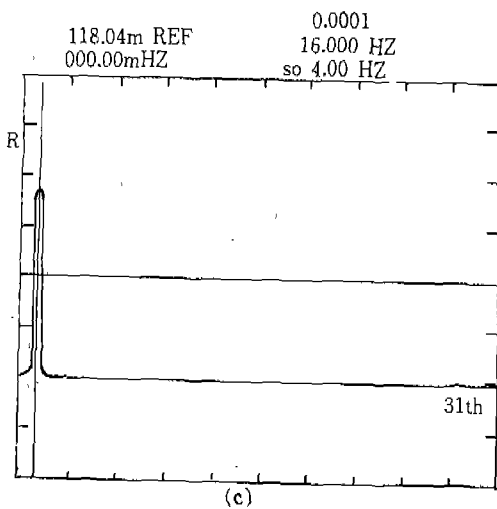
(a)



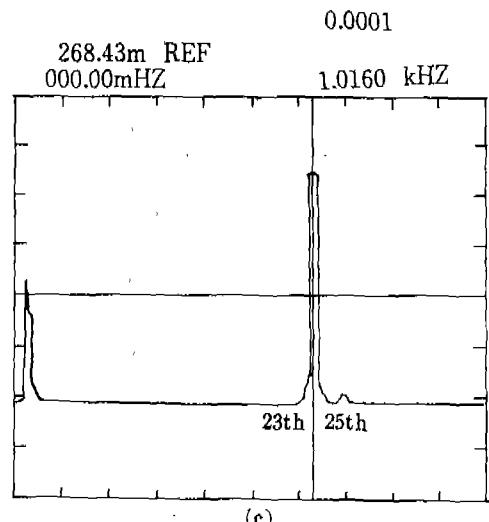
(b)



(b)



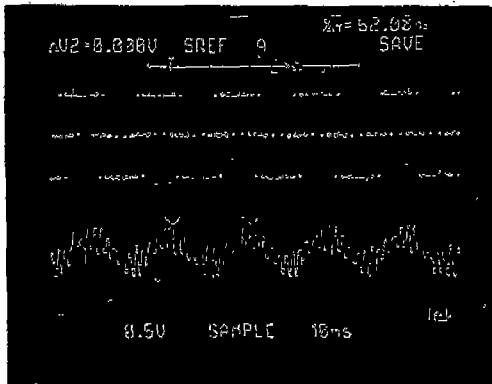
(c)



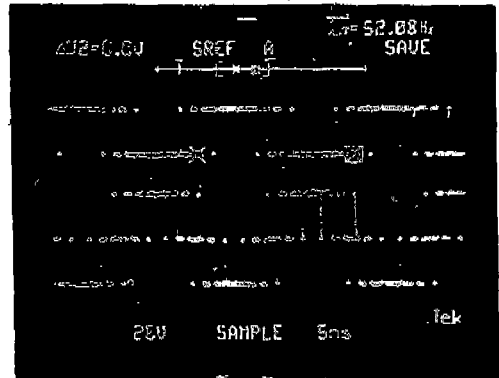
(e)

<그림 13> 초핑수 M=13 일때 인버터의 각 출력파형
($f=15[\text{Hz}]$, $a_1=0.315U_d$)

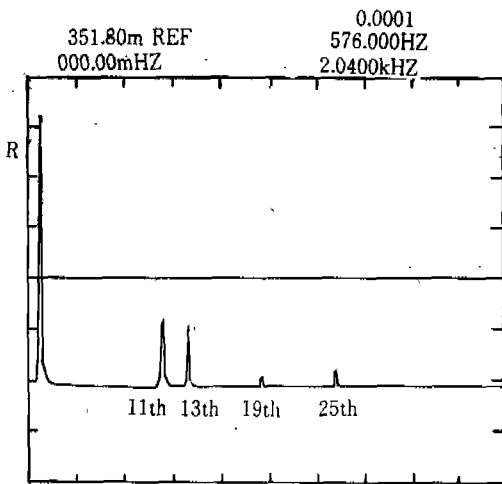
<그림 14> 초핑수 M=7 일때 인버터의 각 출력파형
($f=28[\text{Hz}]$, $a_1=0.588U_d$)



(a)



(b)



(c)

<그림 15> 초핑수 M=3일때 인버터의 각 출력파형
($f=52[\text{Hz}]$, $a=1.1U_i$)

기타, 농형 유도 전동기의 1차 주파수 제어방식으로서 슬립 주파수 제어 및 벡터 제어가 있으며 이들은 고성능 구동에 이용된다.

<그림 13,14,15>는 <그림 12>와 같은 제어 패턴으로 유도전동기를 운전하는 경우의 본 논고에서 구현한 인버터의 출력 파형을 각각 나타내었다.

<그림 13>은 초핑수 $M=13$ 일때, 수치해석적 방법의 고조파 제거각에 의한 인버터 출력의 상전압 및 선간전압과 유도전동기 구동시의 전류파형 그리고 FFT(Fast Fourier Transformation)의 스펙트럼 분석파형이다. <그림 14>와 <그림 15>는 $M=7$ 일때와 $M=3$ 일때 <그림 13>과 같이 인버터 출력에 대한 각각의 출력파형을 마찬가지로 나타내었다.

5. 맺음말

이상으로 PWM 인버터의 원리와 고조파 제거 및 전압제어 방법 그리고 유도 전동기의 가변속 구동에 대하여 그 일부를 간단히 기술하였다. 기타 여러가지 제어 방식의 고속응답, 고기능 인버터가 속속 개발되고 있으며 이미 실용화된 것도 많이 있다. 가까운 장래에는 산업응용의 거의 모든 분야에 걸쳐서 고성능의 인버터가 적용되리라 생각되며 이러한 인버터는 에너지 절약에 대한 요구와 정밀, 고응답성에 의한 제품의 품질 향상에 대한 요구 그리고 자동화를 위한 요구 등을 만족시켜 줄 것이다.