

3상 PWM 인버터의 디지털 소프트웨어제어

모창호*, 이수원*, 박현철*, 이성룡**, 유철로*
 전북대학교 전기공학과*, 군산대학교 제어계측공학과**

Control of 3 ϕ PWM Inverter using Digital software

Changho Mo*, Suweon Lee*, Hyunchul Park*, Seongryong Lee**, Chulro Yi
 * Dept. of Electrical Eng. Chonbuk Na. Univ.
 ** Dept. of Control & Instrumentation, kunsan Na. Univ.

1. 서론

최근 유도전동기에 가변속 구동을 위하여 가변전압 가변주파수의 전원으로써 PWM인버터가 널리 사용되고 있다. 이러한 인버터의 PWM제어는 어떤 PWM패턴을 선택하느냐와 이의 제어신호를 어떻게 발생하느냐가 중요한 관건이다. 따라서 PWM제어는 마이크로프로세서를 이용한 디지털 소프트웨어 제어가 일반화되고 있는 추세이다. (1) 종전의 디지털 방식에서는 펄스폭 변조형태를 저장하고 전동기의 가변속 운전시 출력전압과 주파수를 연산하여 반송파와 변조파를 제어하며 PWM패턴을 발생하기 때문에 프로세서에 부담이 있다. (2) 이에 대한 대책으로 본 논문에서 변조파와 반송파의 기본데이터를 이용하여 출력전압에 따라 여러가지 펄스폭 변조의 형태를 미리 마이크로 프로세서에 저장하여 제어하고자 하는 알고리즘을 제안하였고 이를 3상 인버터에 적용하여 그 유용성을 입증하였다.

2. 회로구성

PWM인버터의 제어방식은 아날로그 제어에서 디지털제어로 바뀌고 있으며 다양한 제어기능을 갖게 되었다. 제한한 방법은 전동기 운전영역에서 다양한 펄스폭 변조 신호를 소프트웨어에 의하여 제어하여, 인버터의 출력 파형에 포함되는 고조파성분을 줄이면서 효율적인 제어가 가능하다. PWM인버터는 펄스폭 변조신호를 만드는 방식은 크게 아날로그적인 방식과 디지털적인 방식의 두가지로 분류할 수 있다. 아날로그인 방식은 그림 2.1과 같이 변조파와 반송파를 비교하여 펄스폭 변조신호를 발생시키는 것이다.

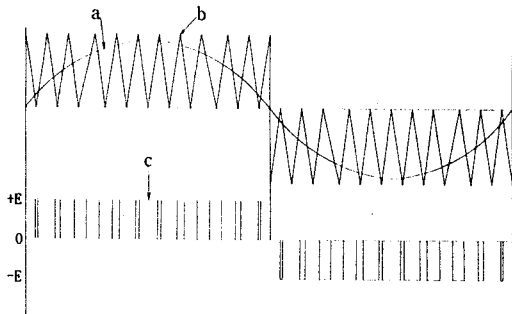


그림 2.1 PWM신호

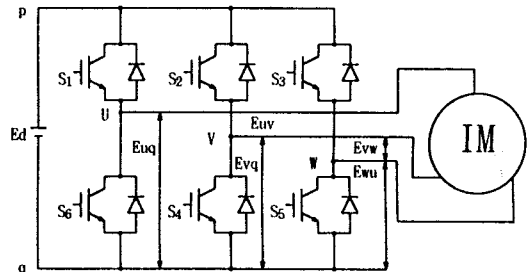


그림 2.2 삼상 인버터의 회로구성

유도전동기의 제어시에는 전압, 주파수가 필요하게 되며 PWM인버터에서는 변조지수를 변화시켜 전압, 주파수를 다양하게 제어함으로써 전동기의 속도를 제어할 수 있다.

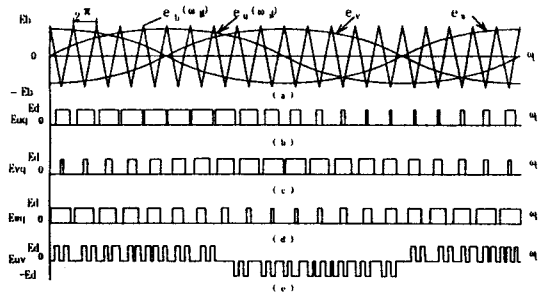


그림 2.3 PWM인버터의 출력 전압파형

2.1 PWM인버터스위칭동작 및 파형해석

그림 2.3의 스위치 S_1 은 e_b 와 e_u , S_2 는 e_b 와 e_v , S_3 는 e_b 와 e_w 로 각각 교점으로 표시되는 타이밍에서 동작한다. 따라서 각 출력단자의 전압은 ω_b 와 ω_s 의 함수가 된다. 주파수의 비 ω_b / ω_s 는 대개 매우 다르기 때문에 PWM신호는 비調期 함수가 된다. 이러한 신호의 고주파 해석은 푸리에급수로 할수 있으며, 이 방법은 PWM인버터 해석에 활용되고 있다. 그림 2.3(b)에서 단자 u-q 간의 전압 E_{uq} 는 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$E_{uv}(w_b t \cdot w_s t) = \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} K_{mn} \cdot \exp[j(mw_b t + nw_s t)] \quad (1)$$

여기서 K_{mn} 은 복소푸리에 급수이며, $m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 이다. 단자 $v - q$ 간의 전압 E_{uv} 는 그림 2(c)의 파형이 되고, 선간전압 V_{uv} 는 E_{uq}, E_{vq} 두 단자간의 벡터적인 전압차로서 그림 2(e)의 파형이 된다. 따라서 평형된 삼상 경우의 선간전압 $V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t)$ 는 다음과 같다.

$$E_{uv}(w_b t \cdot w_s t) = \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} K_{mn} \lambda_n \cdot \exp[j(mw_b t + nw_s t)] \quad (2)$$

여기서 λ_n 은

$$\lambda_n = 1 - \exp[-j(2/3)n\pi] = \{ [1 - (-1)^n] \cos(n\pi/6) - j[1 + (-1)^n] \sin(n\pi/6) \} \exp[jn\pi/6] \quad (3)$$

이된다.

결국 식 (1)의 푸리에 급수 K_{mn} 에 식 (3)의 변환계수 λ_n 를 곱하면 평형 삼상의 선간전압이 얻어진다. 따라서 반송 주파수인 삼각파의 정수배 성분($m \geq 1, n=0$)과 직류 성분 ($m=0, n=0$)은 모두 $\lambda_n=0$ 이기 때문에 선간전압에는 고조파 성분이 나타나지 않는다.

정현파 변조신호의 복소 푸리에급수를 계산하고, 식 (2)에 대입하여 푸리에급수로 전개하면 선간전압의 푸리에 급수전개가 얻어지고, $M \leq 1 (M = E_s/E_b, M: \text{변조파})$ 의 경우 정현파 변조 신호에 대한 식은 다음식으로 된다.

$$\begin{aligned} [V_{uv}(w_b t, w_s t)/E_d] M \leq 1 &= (3\sqrt{2})M \sin(w_s t + \pi/6) \\ &+ \sum_{(m+1)/2=1}^{\infty} \sum_{n/2=\pm 1}^{\infty} \{4J_m(v)/\pi m\} \sin(n\pi/6) \\ &\times \cos\{m(w_b t + \pi/2) + n(w_s t + \pi/6)\} \\ &+ \sum_{m/2=1}^{\infty} \sum_{(n+1)/2=0}^{\infty} \{4J_m(v)/\pi m\} \sin(n\pi/6) \\ &\times \cos\{m(w_b t + \pi/2) + n(w_s t + \pi/6)\} \end{aligned} \quad (4)$$

단, $v = mM\pi/2$

$J_m(v)$: Bessel 함수

식(4)에서 출력전압 기본파의 최대치는 $0.866 E_d$ 이고, 신호파의 고조파는 존재하지 않으며, w_b 와 w_s 의 합파차의 성분이 된다.

3. 디지털 소프트웨어 제어

중전의 디지털방식에서 특정 고조파를 제거할 수 있는 펄스폭 변조 형태를 변조파와 반송파를 변환하여 펄스폭을 변환시키는데 펄스폭 변조시에 인버터의 출력전압의 변화를 출력 주파수의 변화에 대응하여 선형적으로 제어하기 어렵게 된다. 그러나 여기에서 제안한 디지털 소프트웨어에 의한 제어기법은 변조파와 반송파의 기본데이터를 이용하여 출력전압에 따라 여러가지 펄스폭 변조의 형태를 미리 마이크로 프로세서에 저장하여 연산 프로그램에 의하여 출력하며 중전 아날로그 방식과는 달리 인버터의 출력전압의 변화에 대응하여 선형적으로 제어하기가 용이하다.

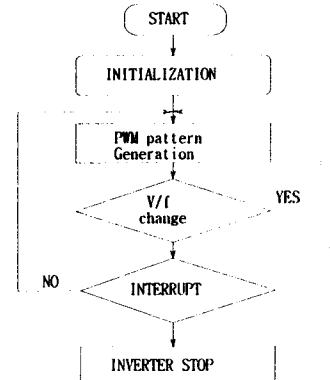


그림 3.1 전체 프로그램의 흐름도

PWM인버터의 변조지수나 주파수비를 바꾸어 프로그램을 하였고 이 프로그램을 실행하는 것은 전동기의 부하변동에 따른 출력 전압에 의해 프로그램이 변동되어 인버터를 제어한다. 전동기는 220[V] 60[Hz] 0.75[kw]를 적용하였다. 전동기 운전시에는 일정속도도 문제가 되지만 인버터에서 발생하는 고조파에 의한 전자유도 장애, 전동기 과열 등 문제가 되고 있는데 정토크 영역에서 고조파 성분을 낮추는 것이 필요하다. 마이크로 프로세서는 i80c196Kc 프로세서를 사용하였고 만들어진 프로그램을 바꾸기 위한 제어신호를 조절하는 제어부의 블록 다이어그램은 그림 3.2와 같다.

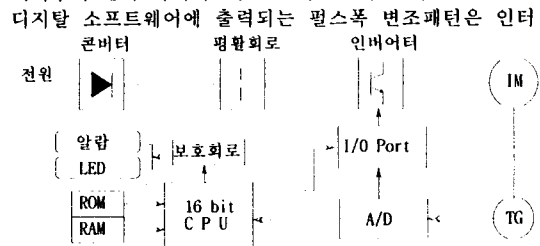


그림 3.2 전압 및 주파수 제어부의 블록도

페이스를 통해 전동기 속도 변화에 따라 저장된 프로그램이 바뀌어 출력된다. 펄스폭 변조 신호들은 Isolation Circuit를 거쳐 인버터의 주회로 스위칭 신호로 입력된다.

4. 실험 및 고찰

제한한 디지털 소프트웨어에 의한 PWM인버터를 제어하였을 때 출력 파형에 포함된 고조파 성분들을 주파수 스펙트럼 분석기를 이용하여 분석하였다. 일정 V/F 제어시에는 고조파 전류율을 일정범위로 제어할 수 있고, 삼상 유도 전동기를 부하로 하여 효율적인 가변속 운전이 가능함을 출력 전압 및 출력 전류 파형 측정 결과로서 입증하였다.

본 연구에서는 주파수를 23 ~ 174Hz까지 변화하면서 주파수 스펙트럼 분석기를 이용하여 분석하였다. 부하는 인버터출력단에 삼상유도전동기 정격전압 220V, 극 수

4P, 정격출력 0.75KW, 정격전류 4.2A, 정격주파수 60HZ, 정격회전수 1710rpm 을 연결하여 측정하였다.

그림 4.1~4.3 (a)PWM파형의 전압 및 전류의 파형이며 그림 4.4(a)는 23HZ, (b)는 46HZ, (c)는 92HZ, (d)는 174HZ이며 프로그램에 의해 변환된 출력파형에 포함된 고조파성분의 스펙트럼을 측정한 결과이다.

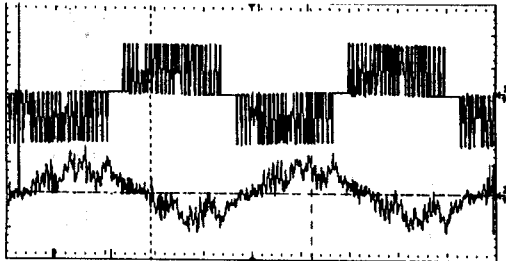


그림 4.1 PWM 출력 전압 및 출력 전류파형 (f : 23) (200V/div, 5 msec/div)

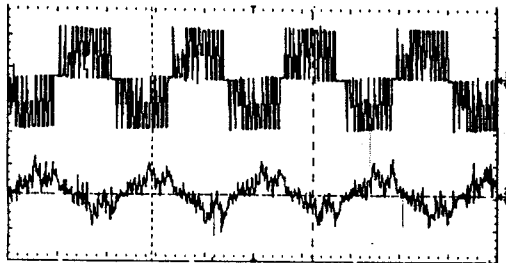


그림 4.2 PWM 출력 전압 및 출력 전류파형(f : 46)

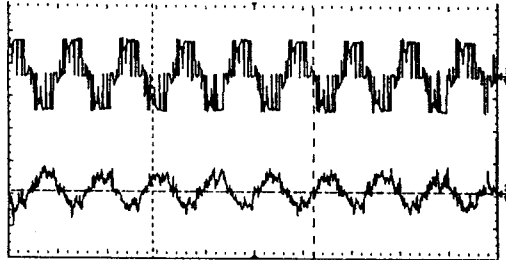
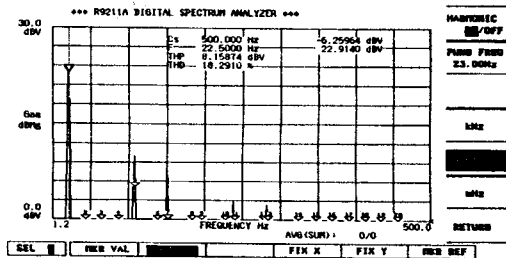
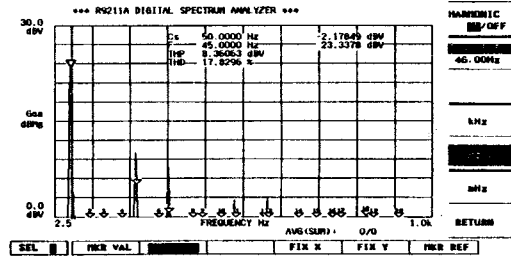


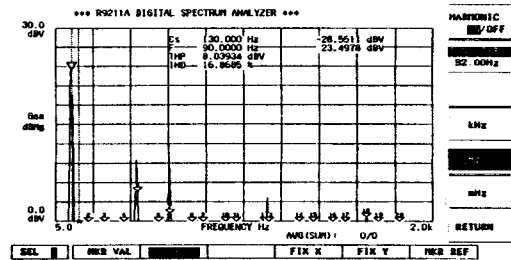
그림 4.3 PWM 출력 전압 및 출력 전류파형(f : 92)



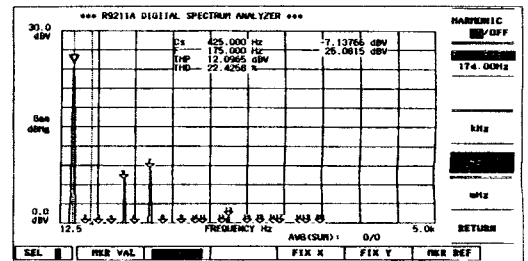
(a) 주파수 : 23



(b) 주파수 : 46



(c) 주파수 : 92



(d) 주파수 : 174

그림 4.4 출력전압 파형에 대한 고조파 스펙트럼

5. 결론

16비트 i80c196kc 마이크로프로세서 PWM인버터를 이용하여 출력파형에 포함된 고조파성분을 줄일 수 있었다. 유도전동기의 일정 V/F 제어에 이용하는 경우 전동기의 출력측 전압과 전류 및 속도를 고려하여 변조파와 반송파를 변환하는데 본 논문에서는 전동기 속도를 고려하여 전압 및 주파수 프로그램을 미리 연산하여 전동기 속도에 맞는 전압 및 주파수 프로그램을 출력하였을 때 전동기 가변속 운전이 가능하였다.

참고문헌

- [1] S.R.Bowes and R.R Clements, "Computer aided design of PWM inverter system," Pro.IEE, Vol 129, pp 1-17, Jan.1992
- [2] S.R.Bowes and P>R.Clark, "Transputer based harmonic-elimination PWM control of inverter drives," IEE Trans.on Ind. Appl., Vol.28, No.1 pp.81-88, J/Feb. 1992
- [3] 차영배, "Microcontroller 80196", 1996
- [4] intel Embedded Applications, 1993/1994