

One-chip μ -com을 이용한 PWM 인버터의 가변 주파수 제어 추정 기법

박정균, 김 현, 최현영, 여덕구, 오세호, 김양모
충남대학교 전기공학과

Forecasting technics for variable frequency control of PWM inverter using one-chip μ -com

Jung-Gyun Park, Hyun Kim, Hyun-Young Choi, Duk-Gu Yeo, Se-Ho Oh, Yang-Mo Kim,
Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National University

Abstract - The switching circuit of PWM inverter is very complicated. By using one-chip μ -com, the complication of switching circuit is possible to be diminished. But because in one-chip μ -com the limitation of processed memory size exists, the switching handling method has to be simple

In this paper, to effectively utilize the switching handling, we presented the estimation method of PWM pulses which is different from the conventional PWM switching method by the comparison

1. 서 론

인버터는 스위칭 소자의 제어를 통해 전력 변환이 이루어지며 부하의 고조파를 극소화시키기 위해 PWM 제어 방식을 많이 채택하고 있으며 고 신뢰성, compact화되고 있는 추세이다. 또한 스위칭 소자 제어 방법의 외부 요소의 feedback을 제어와 고품질을 위해 복잡화된 설계 형태를 가짐으로서 고가 장비로 취급되어지고 있다.⁽²⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾

따라서 기존의 안정성과 안정성, 고품질을 갖추면서도 저 비용의 스위칭 구동회로를 설계하는 것은 광범위한 인버터를 적용시키는데 필요한 조건이라 할 것이다.⁽⁴⁾⁽⁵⁾ 이런 조건들을 성립시키기 위해서는 PWM 구동회로를 one-chip화하여 좀더 효과적으로 제어시키는 것이 관건이라 할 것이다. 하지만 one-chip화된 소자의 경우 고가(高價)인 경우가 많고 저가(低價) 소자일 경우에는 어느 정도의 성능의 한계성을 가지고 있으며 복잡한 처리를 하기에는 기존의 처리 방법으로는 어느 정도 어려움이 따른다. 따라서 one-chip micom을 활용하기 위해서는 직접적인 소자 내부에서의 제어 연산을 보다는 제어에 필요한 PWM pulse 발생을 보다 간소화시키는 것이 바람직하다.

2. One-chip Micom의 고찰

One-chip micom은 여러 기능들(CPU, RAM, ROM, I/O PORT, A/D 등등)이 chip안에 집적화되어 외부적인 소자가 불필요하다. 따라서 기존의 μ -controller나 DSP의 경우처럼 외부적인 rom이나 ram, 혹은 A/D 변환기 등을 사용할 필요가 없다.⁽⁶⁾⁽⁷⁾

현재 one-chip micom 중 가장 많이 사용되고 있는 microchip사의 PIC계열 중에 PIC16C7X의 처리속도는 cycle time이 200ns로 80c196kc-20와 비슷한 수준이며 DSP의 한 종류인 TMS320P14(cycle time-160ns)보다는 약간 느린 편이지만 분기 명령을 제외한 모든 명령들이 one cycle에 처리되기 때문에 pulse를 발생시키는데는 문제가 없다. Program memory는 4K~8K 정도의 양을 가지며 다른 memory를 확장하여 사용하기가 힘들다. 따라서

one-chip을 사용하기 위해서는 처리속도의 측면보다는 작은 memory로 인한 pulse 발생 방법이 중요한 관건이라 할 것이다.

3. 가변 주파수 인버터의 PWM 고찰

PWM의 제어는 여러 방식이 있는데 one-chip micom을 사용하기 위해서는 효과적인 digital PWM 제어가 필요하다. PWM 방식 중에서 가장 많이 사용되고 있는 것이 기준 신호와 캐리어 신호를 비교하여 pulse를 발생시키는 방식이다.

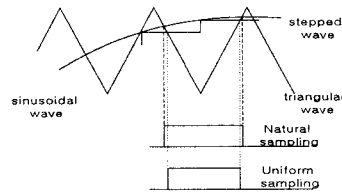


그림 1 NS와 US PWM의 pulse 방식

그림 1은 natural sampling 방식과 uniform sampling 방식을 나타낸 그림이다. Natural sampling 방식은 기준 신호(sinusoidal wave)와 캐리어 신호(triangular wave)를 비교하여 pulse를 발생시키는데 이러한 방식은 analog회로 구성시 유리하며 uniform sampling 방식은 기준신호를 stepped wave로 발생시켜 캐리어 신호의 정점에서 추출한 기준신호의 크기로 PWM pulse를 발생하는 방식으로 digital과 μ -processor에 적합하다.

4. Simulation 및 분석

Simulation은 pspice 8.0을 사용하여 전파 전류형 단상 인버터 회로로 구현을 하였으며 입력측에는 DC 100[V]을 인가하고 부하는 R(10 Ω)과 L(50mH)을 직렬로 연결하여 출력 전류를 측정하였다. 회로도에는 다음과 같다.

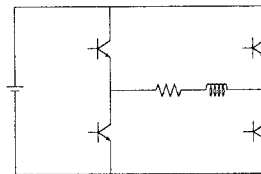
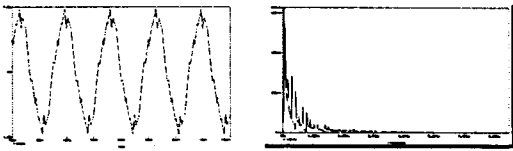


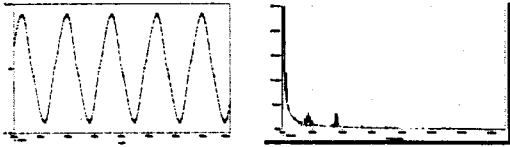
그림 2 Simulation 회로도

Simulation에서는 고품질의 PWM 인버터의 가변 주파수를 설계하기 위하여 기준신호(sinusoidal wave)와 캐리어(triangular wave)의 amplitude에 따른 level, 출력

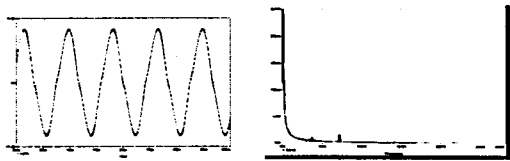
frequency, λ (carrier/modulating wave의 주파수 비)를 변화시키면서 측정하였다.



(a) $\lambda = 6$ 일 때 파형과 FFT



(b) $\lambda = 30$ 일 때 파형과 FFT

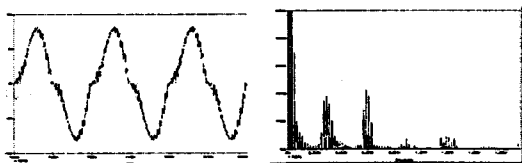


(c) $\lambda = 60$ 일 때 파형과 FFT

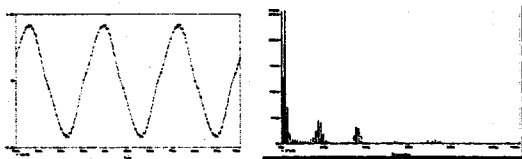
그림 3 λ (carrier/modulating)에 따른 출력

그림 3은 주파수를 60Hz, 기준신호(sinusoidal wave)와 캐리어(triangular wave)의 amplitude 비를 0.9:1로 고정하고 λ (carrier/modulating wave의 주파수 비)를 변화시켰을 때의 파형이다.

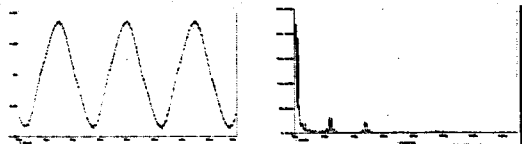
여기서 λ 의 비율이 낮으면 고조파 성분이 많이 나타나는 것을 살펴볼 수 있다. $\lambda=6$ 일 때 60Hz에 대한 고조파 성분을 계산한 결과 3차, 5차, 7차, 9차, 11차, ...의 고조파 성분이 6.7%, 7.125%, 4.575%, 2.05%, 2.8%, ...로 나타나는 것을 살펴 볼 수 있으며 그에 따른 왜곡률도 크다. 하지만 λ 가 커질수록 고조파 성분이 작아지며 그에 따른 왜곡률도 작아지게 된다. 따라서 λ 값이 커질수록 고품질의 교류 전력을 발생시킬 수 있으나 switching 발생 회로의 한계점을 생각하여야 한다.



(a) frequency = 10 Hz일 때 파형과 FFT



(b) frequency = 60 Hz일 때 파형과 FFT

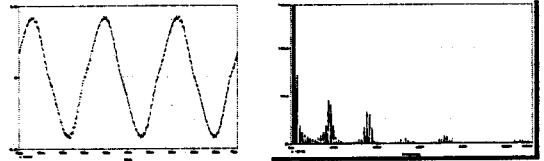


(c) frequency = 80 Hz일 때 파형과 FFT

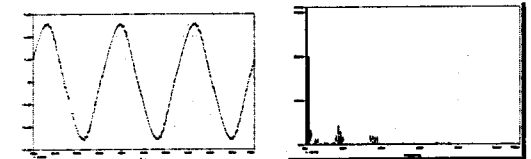
그림 4 기준 신호 frequency에 따른 출력

그림 4는 $\lambda=30$ (carrier/modulating wave의 주파수 비), 기준신호(sinusoidal wave)와 캐리어(triangular wave)의 amplitude 비를 0.9 : 1로 고정하고 주파수를 변화(기준신호의 변화)시켰을 때의 파형이다.

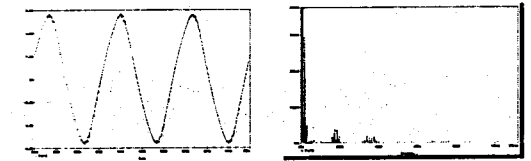
여기서 파형을 살펴보면 낮은 출력 주파수 경우에는 sinusoidal wave에 대한 고주파뿐만 아니라 상당량의 carrier 신호의 고주파가 포함되어 있음을 확인할 수 있다. 즉 주파수가 커질수록 같은 λ 비율이라 할지라도 carrier 신호의 고주파가 아주 작아지는 현상을 볼 수 있다. 따라서 고품질의 출력을 가지기 위해서는 출력 주파수에 따른 한 주기당 PWM의 pulse의 수가 고주파수일 때보다 저주파수일 경우에 스위칭 주파수가 더 많이 필요하다.



(a) level = 1 일 때 파형과 FFT



(b) level = 3 일 때 파형과 FFT



(c) level = 7 일 때 파형과 FFT

그림 5 변조지수에 따른 level의 변화의 출력

그림 5는 λ (carrier/modulating wave의 주파수 비)를 30, 주파수를 60Hz로 고정한 다음 기준신호(sinusoidal wave)와 캐리어(triangular wave)의 amplitude 비를 변화시켰을 때의 파형이다. 기준신호와 캐리어 신호의 amplitude 변조 시에 level값이 다른 출력 변조 신호의 중간 부분 pulse가 합쳐져 나오는 현상을 말하게 된다. 이러한 변조 신호 중간의 폭이 carrier의 몇 주기의 합인가에 따라 level의 값을 말한다.

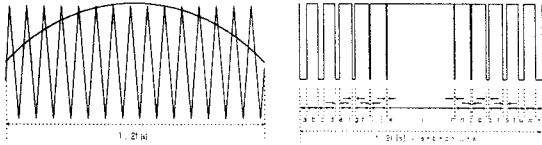
여기서 level=1일 경우를 살펴보면 carrier wave에 대한 고주파가 많이 포함되어 있음을 볼 수 있으며 sinusoidal wave에 대한 고주파는 level=3, level=7의 값보다는 작게 나타남을 알 수 있다. 또한 level3, level7을 보면 level이 커질수록 carrier wave의 고주파가 작아진 반면에 sinusoidal wave에 대한 고주파가 증가했다는 것을 볼 수 있다.

그림 3, 그림 4, 그림 5에서 추정해본 결과 $\lambda=30$, level=3일 때 비교적 양호한 품질의 출력을 가져온다는 것을 알 수 있었다.

5. 가변 주파수 PWM 추정 기법

앞에서 본 것과 같이 one-chip micom을 고찰하여 PWM switching 발생기를 설계하기 위해서는 적은 memory 처리량을 고려하여 좀더 간단하게 switching 발생기를 구현하여야 한다. 따라서 기존에 사용되어온

modulating wave와 carrier wave를 비교하여 출력 변조 신호를 만드는 것은 힘들며 가변주파수 PWM 인버터의 복잡한 pulse 처리 과정을 좀더 간단히 할 필요성이 있다. 따라서 가변 주파수 PWM 인버터의 pulse를 간단히 처리하기 위해서 위하여 기존의 비교방식이 아닌 PWM의 form을 먼저 결정한 후 그 각각의 펄스의 비율을 계산하여 처리하는 방식을 제안한다.



(a) 기존의 비교 방식 (b) 제안된 추정 방식
그림 6 가변 PWM switching 방식의 비교

그림 6은 PWM switching의 발생 방법에 대한 것이다. 여기서 (a)에서 기존의 비교방식은 carrier wave의 주기는 변함이 없고 modulating wave의 주기를 변화시킴으로 가변 주파수 PWM 인버터 제어를 함을 볼 수 있다. 하지만 추정 switching 방식은 두 신호의 비교 방법을 사용하지 않고 직접적으로 스위칭을 하는 방식이다. 이것은 먼저 PWM의 pulse의 form을 결정한 후 PWM의 가장 작은 pulse 폭에 대하여 그보다 큰 pulse 폭의 비율을 선정하는 방식으로 기준신호와 캐리어 신호를 비교할 필요 없이 pulse 폭을 비율로 결정하기 때문에 보다 효과적인 방법이다. 또한 추정 방식은 λ (carrier/modulating wave의 주파수 비)가 저주파수일 때 비교방식처럼 낮아지지 않아 결과적으로 고주파가 작아지는 장점이 있다.

Simulation에서 살펴본듯이 주파수에 대해 적당한 λ , level을 선정하면 양질의 가변 주파수 인버터를 간단한 방법으로 설계할 수 있다. 여기서는 고품질의 출력을 발생하기 위해서는 최소한 $\lambda = 30$ 이상되어야 하고 level=3이어야 한다.

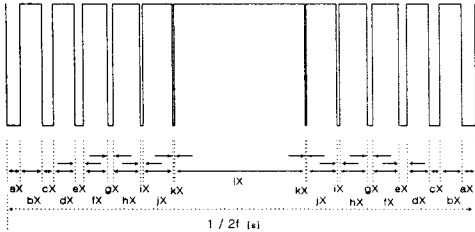


그림 7 $\lambda = 30$, level = 3일 때의 PWM 반주기 파형

[표 1] $\lambda = 30$, level=3일 때의 반주기 비율표

pulse name	근사 정수 비율 (a.b...l \times 1/k)	pulse wide (1/2f당, %)
aX	6	2.73%
bX	9	4.09%
cX	5	2.27%
dX	10	4.55%
eX	4	1.82%
fX	11	5%
gX	3	1.36%
hX	12	5.45%
iX	2	0.92%
jX	17	7.73%
kX	1	0.46%
lX	60	27.27%

추정 기법을 통한 PWM 인버터의 가변 주파수 제어를 하기 위해서는 두 가지의 비율을 고려해야 한다. 먼저 PWM의 각각의 pulse from 결정을 위해 한 주기에서 가장 작은 pulse를 선정하여 다른 pulse에 대한 비율을 선정한다. 표 1에서는 이것을 디지털 신호에 맞추기 위해 가장 작은 pulse kX의 k를 1의 비율로 놓고 다른 pulse를 비율을 선정된 것이다.

또 고려해야될 한가지는 가변 주파수를 위해 X값을 선정이다. 즉 a, b, ..., l값에 대하여 어느 정도의 X값을 가지는가에 따라 frequency를 선정되어진다.

[표 2] frequency에 따른 X값

frequency [Hz]	X 값 [μ s]
15	151.515
30	75.757
45	50.505
60	37.878
75	30.303
90	25.252

표 2는 $\lambda = 30$ 일 때 주파수에 따른 X값을 선정된 표이다. 이와 같이 여러 주파수에 따른 X값을 선정하며 주파수대 X값의 time table 만들 수 있다. 이렇게 작성된 time table을 이용하여 modulating wave와 carrier wave의 직접적인 비교 없이 미리 선정된 값에 의해 가변 주파수에 대한 PWM의 pulse wide를 추정할 수 있다.

이러한 PWM switching의 추정 기법은 a, b, ..., l 값과 X값에 따른 비율적인 제어를 통해 이루어져 기존의 복잡한 방식보다 효과적이다. 또한 저주파일 경우에 λ 값이 작아지지 않기 때문에 기존에 사용되어진 비교방식에 비해 고주파가 적어지는 현상을 볼 수 있다.

6. 결 론

가변 주파 PWM 인버터의 pulse 발생기를 간단하면서도 고품질을 추구할 수 있는 방법을 고찰하였다. 여기서 simulation을 통하여 가변 주파수 인버터의 고품질의 전력 변조를 위한 PWM을 살펴봄으로써 주파수 제어를 위한 pulse의 상태를 알아보았으며 그것을 통해 modulating wave(기준신호)와 carrier wave를 비교를 통한 가변 주파 제어가 아닌 미리 그 값을 선정하여 제어할 수 있는 기법에 대해 논하였으며 그에 따른 고품질의 가변 주파 인버터를 구현할 수 있었다. 또한 이런 PWM switching 기법은 저주파일 때 고주파 저감시킬 수 있다.

[참 고 문 헌]

- [1] 홍순찬, "전기자동차용 고효율 Inverter 설계기술", 과학기술처, pp.33~61, pp.104~113, 1995
- [2] 최종률, "유도전동기의 백터제어", 전력전자학회지, 제3권 4호, pp.9~13, 1998
- [3] 박영진, 홍순찬, "3레벨 인버터 실시간 제어를 위한 근사화 SHE PWM", 전력전자학회지, 제3권 제4호, pp.365~374, 1998
- [4] 과학기술 정보연구소, "제어용 인버터 기술과 응용", 과학기술처, pp.239~284, 1991
- [5] 인치각, 오원석, 조규민, 유완식, "인버터 출력 전류제어를 위한 새로운 스위칭 방법", 대한전기학회, 추계학술대회 논문집, pp.375~377 페이지, 1999
- [6] 차영배, "PIC16C84/71", 다다미디어, pp.379~394, 2000
- [7] 차영배, "micro controller 80196", 다다미디어, pp.3 1~48, 1999