論 文
38~11~5

# PWM인버어터의 DC입력 전압 맥동에 대한 고조파 적응제어

# Adaptive Harmonic Control for DC Input Voltage Fluctuation of PWM Inverter

李 允 鍾*·任 楠 赫**
(Yun-Jong Lee · Nam-Hyuk Yim)

## 요 약

입력 전압 맥동을 갖는 PWM인버어터 구동 장치에서 출력 전압의 고조파 성분을 제거 또는 감소시키기위한 PWM기법을 제시한다. 먼저 일반적인 PWM파형의 고조파 성분 인자를 분석하고 각 인자의 제어 가능성을 검토하여 제어 가능한 인자를 선택한다. 그리고 이를 Natural PWM에 적용하여 기준파 변조와 반송파 변조에 의한 PWM기법을 제시하고, 실제로 실험을 통하여 고조파 성분의 감소를 확인한다.

**Abstract-** PWM techniques which eliminate and reduce harmonics of output voltage in PWM Inverter driving System with fluctuating input voltage are described. First, harmonic factors are analyzed from harmonic equation of general PWM waveform and by examination of control possiblity of each factor, controllable factor is selected. Applying controllable factor to NPWM, PWM techniques using reference wave and carrier wave modulation are introduced. Actually, by the experiment applied with this strategy, the reduction of harmonics of output voltage is confirmed.

## 1. 서 론

최근, PWM인버어터를 사용한 교류전동기의 가변속 구동장치에서 출력전압의 고조파 성분을 제거 또는 감소시키기 위해 Natural, Regular, Optimal PWM등 많은 PWM기법이 적용되고 있다.[1~3]

이러한 PWM기법들은 인버어터의 입력전압이 완전히 평활한 직류전압이란 가정하에 고조파 분석을 위한 식을 산출하여 필요한 고조파 성분을 제거 또는 감소시키는 스위칭각을 결정한다.

그러나 실제로 인버어터의 입력전압은 정류기를 사용하여 교류전원에서 정류된 직류전압을 사용하고 있으므로 맥동이 생기게 되며 부하전류와 부하변동에 따라 그 맥동은 더욱 커지게 된다.

따라서, 출력전압도 맥동하며 의도했던 고조파

*正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 敎授·工博
**正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 博士過程
接受日字 : 1989年 8月 9日
1次修正 : 1989年 10月 11日

성분의 제거는 어렵게 되고 고조파 손실이 증가하게 된다.[4]

맥동을 줄이기 위해 필터를 사용하지만 완전한 직류전압을 얻기 어려우며 더우기 인버어터의 용량이 커지면 필터의 용량도 더불어 커지게 되고 필터의 경제적인 면을 고려 하지 않을 수 없다.[5, 6]

이에 Jia you Lee[7]씨는 입력전압이 맥동을 하는 PWM인버어터에서 고조파를 감소시키는 제어기법을 발표하였는데, Natural PWM(이하 NPWM)에 한하여 기준파 변조만에 의한 펄스폭 제어를 하는 것으로 입력전압 맥동을 보상하였다.

본 연구에서는 일반적인 PWM파형의 고조파 성분 인자를 결정하여 각 인자의 제어가능성을 알아보고 제어 가능한 인자를 NPWM에 적용하여 기준파 변조 뿐만 아니라, 반송파 변조에 의한 펄스폭 제어로써 입력 전압 맥동을 보상할 수 있음을 제시한다.

그리고 실제로 단상 인버어터 구동장치에서 실험적 고찰을 통해 확인한다.

## 2. PWM파형의 고조파 인자 및 제어 가능성

그림 1은 인버어터 구동 장치에서 고조파 성분을 감소 시키기 위해 PWM제어 기법을 적용시킨 경우, 출력된 전압 파형으로 펄스 형태가 된다.

따라서 출력전압 $v_0(\theta)$는 고조파 성분을 포함하고 있으며 이를 푸리에급수 전개하면 $v_0(\theta)$는 기함수로써

$$v_0(\theta)=\sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\theta\ [V] \tag{1}$$

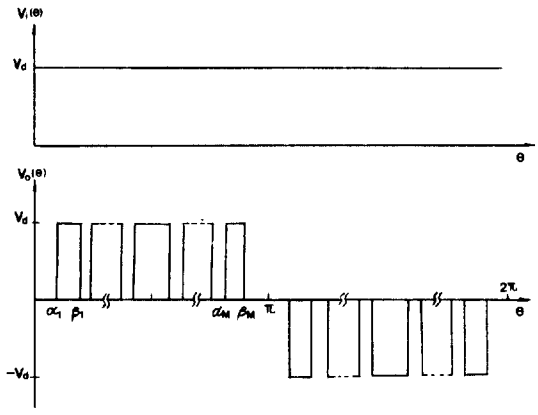



**그림 1** PWM인버어터의 입·출력 파형
**Fig. 1** Input and Output Waveform of PWM Inverter

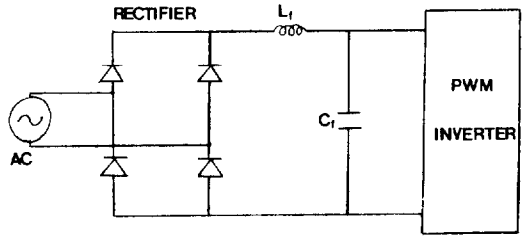



**그림 2** 직류 전압 공급원
**Fig. 2** DC Voltage Supply

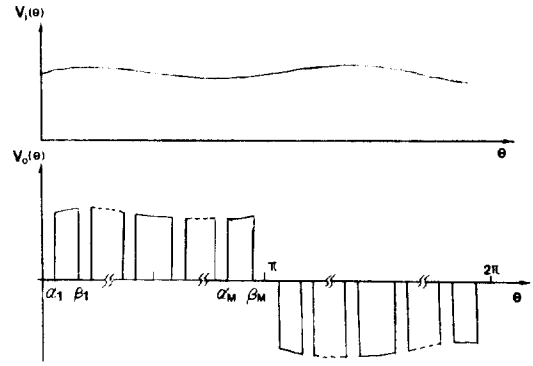



**그림 3** PWM인버어터의 입·출력 파형
**Fig. 3** Input and Output Waveform of PWM Inverter.

가 된다.

여기서 반주기당 펄스수를 $M$이라 하고, 입력전압 $v_i(\theta)$가 평활한 직류 전압 $V_d$라고 하면 $b_n$는

$$b_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v_0(\theta)\sin n\theta\cdot d\theta$$

$$=\frac{-2V_d}{n\pi}\sum_{k=1}^{M}(\cos n\beta_k-\cos n\alpha_k) \tag{2}$$

이다.

식 (2)를 다시 정리하면

$$b_n=\frac{4V_d}{n\pi}\sum_{k=1}^{M}\left\{\sin\frac{n(\beta_k+\alpha_k)}{2}\cdot\sin\frac{n(\beta_k-\alpha_k)}{2}\right\} \tag{3}$$

이 된다.

따라서 PWM출력파형의 고조파 인자는 입력전압($V_d$), 펄스 위치$\left(\frac{\beta_k+\alpha_k}{2}\right)$, 펄스폭$\left(\frac{\beta_k-\alpha_k}{2}\right)$, 펄스수($M$)가 됨을 알 수 있으며 이들 인자 중 어느 것도 변화가 없다면 PWM출력파형의 고조파 성분의 크기는 일정하게 유지된다.

그러나 일반적으로 인버어터 입력전압, $v_i(\theta)$는

그림 2와 같이 정류기를 사용하여 정류된 직류전압을 사용하므로 인버어터의 부하에 따라 맥동하게 된다.

이때의 인버어터 출력전압은 그림 3과 같이 나타나고, 식 (3)에서 알 수 있듯이 본래의 PWM파형의 고조파 성분의 크기는 변하게 된다.

식 (3)을 다시 정리하면

$$b_n = \frac{4}{n\pi}\sum_{k=1}^{M} v_i(\theta) \left\{ \sin\frac{n(\beta_k+\alpha_k)}{2} \cdot \sin\frac{n(\beta_k-\alpha_k)}{2} \right\} \quad (4)$$

이 되어, 일정한 $b_n$값을 갖기 위해서는 나머지 세 인자 중 어느 한 인자의 크기를 입력전압 $v_i(\theta)$에 따라 변화시켜야 한다.

그러면, 입력전압의 맥동에 관계없이 일정한 고조파 성분의 크기를 출력하기 위한 세 인자의 제어 가능성에 대해 알아보기로 한다.

먼저 펄스의 위치 제어 가능성에 대해 살펴보면 지금 임의의 펄스위치 $m$에서 입력 전압이 변동했을 때 펄스의 위치를 제어 하기 위해

$$\theta_m = \omega t_m = \frac{1}{2}(\beta_m+\alpha_m) \quad (5)$$

$$\Delta\theta_m = \frac{1}{2}(\beta_m-\alpha_m) \quad (6)$$

이라 하고, 식 (4)를 정리하면

$$b_n = \frac{4}{n\pi}\sum_{k=1}^{M} v_i(\omega t_k)\cdot \sin(nwt_k)\cdot \sin(n\Delta\theta_k) \quad (7)$$

이 된다.

식 (7)에서 $b_n$이 입력 전압에 무관한 상수 $C$라 하면

$$C = \frac{4}{n\pi}\sum_{k=1}^{M}\{v_i(wt_k)\cdot\sin(wt_k)\cdot\sin(n\Delta\theta_k)\} \quad (8)$$

라 놓을 수 있고, 펄스 폭을 일정히 하고 펄스 위치를 제어하는 것이므로

$$\frac{4}{n\pi}\sin(n\Delta\theta_m) = C_m \text{ ; constant} \quad (9)$$

이 된다.

그러므로 식 (8)에서

$$C = C_1 v_i(wt_1)\cdot\sin(nwt_1) + \cdots\cdots - C_m v_i(wt_m)\cdot \sin(nwt_m) + \cdots + C_M v_i(wt_M)\cdot\sin(nwt_M) \quad (10)$$

이 된다.

그리고

$$\Delta T_k = |wt_k - wt_m| \quad (11)$$

라 놓으면 식 (10)는 식 (12)과 같이 된다.

$$C = C_1 v_i(\omega t_m - \Delta T_1)\cdot \sin\{n(\omega t_m - \Delta T_1)\} + \cdots\cdots + C_m v_i(\omega t_m)\cdot\sin(n\omega t_m) + \cdots\cdots + C_M v_i(\omega t_m + \Delta T_M)\cdot\sin\{n(\omega t_m + \Delta T_M)\} \quad (12)$$

식 (12)을 현재의 펄스의 크기 $v_i(\omega t_m)$으로 정리하면

$$v_i(\omega t_m) = \frac{1}{\sin(n\omega t_m)C_m}[C - C_1 v_i(\omega t_m - \Delta T_1)\sin\{\omega t_m - \Delta T_1\} - \cdots\cdots - C_M v_i(\omega t_m + \Delta T_M)\sin\{n(\omega t_m + \Delta T_M)\}] \quad (13)$$

이 된다.

그러므로, 식 (13)에서 우변항에 $\sin\{n(\omega t_m - \Delta T_k)\}$항을 포함하므로 인과율(Causality)이 성립하지 않기 때문에 펄스의 위치 제어는 할 수가 없다.

다음에 펄스폭 제어 가능성을 알아보기 위해 펄스의 위치와 수가 일정하다고 하면

$$\frac{4}{n\pi}\sin\frac{n(\beta_k+\alpha_k)}{2} = C_k \text{ ; constant} \quad (14)$$

이 되고, 식 (4)에서

$$b_n = \sum_{k=1}^{M} C_k v_i(\theta_k)\sin\frac{n(\beta_k-\alpha_k)}{2} \quad (15)$$

이다.

$b_n$이 $v_i(\theta_k)$와 관계없이 일정한 상수 $C'$이라하면

$$C' = \sum_{k=1}^{M} C_k v_i(\theta_k)\sin\frac{n(\beta_k-\alpha_k)}{2} \quad (16)$$

이 되고, 식 (16)에서 $v_i(\theta_k)\sin\frac{n(\beta_k-\alpha_k)}{2}$로 일정한 상수 $C''$이어야 한다.

즉,

$$C'' = v_i(\theta_k)\sin\frac{n(\beta_k-\alpha_k)}{2} \quad (17)$$

이 된다.

식 (17)에서 펄스폭 $(\beta_k-\alpha_k)$는

$$\beta_k - \alpha_k = \frac{2}{n}\sin^{-1}\left(\frac{C''}{v_i(\theta_k)}\right) \quad (18)$$

이 되어, 식 (18)에서 알 수 있듯이 인과율(Causality)의 제한을 받지 않게 된다. 따라서, 입력 전압의 변동에 따라 펄스폭의 제어는 가능하

나, 펄스의 반폭 $\frac{\beta_k-\alpha_k}{2}$는 $\frac{\beta_k+\alpha_k}{2}$와 $\alpha_{k+1}$사이에서 제어 되어야 한다.

마지막으로 펄스수의 제어 가능성을 살펴보면, 펄스의 수를 제어 한다고 할 때 기존의 펄스수에 다른 펄스를 첨가 혹은 제거하는 방법으로 펄스의 중복이 생기거나 스위칭 주파수의 한계 때문에 제어가 불가능하게 된다.

그러므로, 본 연구에서는 입력 전압의 변동에 따른 펄스폭 제어에 대해 살펴 보기로 한다.

## 3. 입력 전압 변동에 대한 펄스폭 제어

### 3.1 Natural PWM의 적용

NPWM기법은 그림 4와 같이 정현파인 기준파와 삼각파인 반송파를 비교하여 스위칭각을 결정하는 방법으로 널리 사용되고 있다.

기준파를 $v_r(\theta)$라 할 때 $v_r(\theta)$는

$$v_r(\theta)=V_{rmax}\sin\theta[V] \tag{19}$$

이고, 반송파의 기울기는

$$\frac{dv_c(\theta)}{d\theta}=\pm\frac{N}{\pi} \tag{20}$$

이다. 여기서 $N$는 기준파의 주파수 $\omega_0$와 반송파의 주파수 $\omega_c$의 비로써 주파수 비라 하며 스위칭 주파수를 결정한다.

$N$가 크면 클수록 출력 전압의 고조파 성분은 감소되나 소자에 따라 스위칭 주파수가 제한된다.

또한, 기준파의 최대치 $V_{rmax}$와 반송파의 최대치 $V_{Cmax}$의 비를 변조지수 $M_D$라 하며 이는 출력 전압의 크기를 결정한다.

그림 4에서 출력 전압 $v_0$는

$$v_0(\theta)=\left\{\begin{array}{l} V_d\ ;\ \alpha_k<\theta<\beta_k\ ,0<\theta<\ \pi \\ -V_d\ ;\ \alpha_k<\theta<\beta_k\ ,\pi<\theta<2\pi \\ 0\ \ ;\ \beta_k<\theta<\alpha_{k+1},0<\theta<2\pi \end{array}\right\} \tag{21}$$

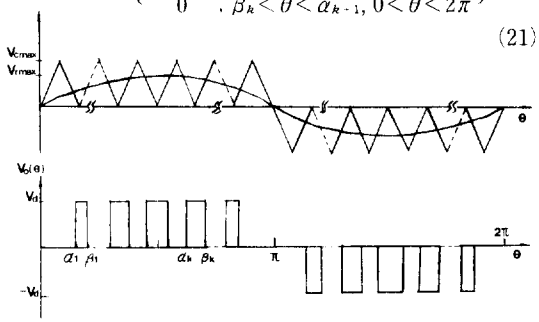



**그림 4** NPWM파형
**Fig. 4** NPWM Waveform.

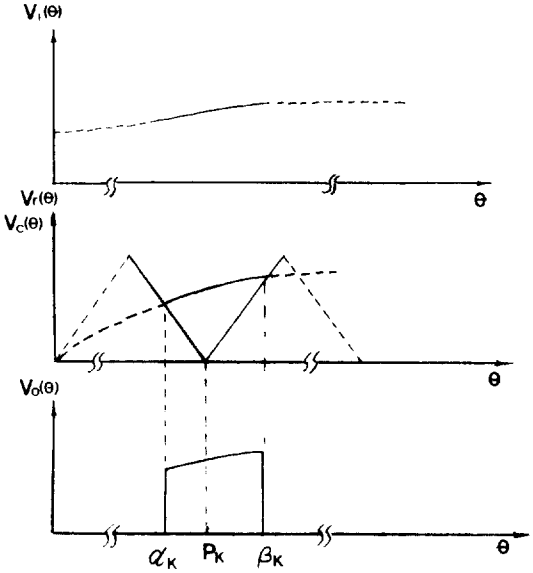



**그림 5** NPWM파형의 근사화
**Fig. 5** Approximation of NPWM Wave

으로 펄스 형태가 된다.

그리고 입력 전압 변동에 대한 펄스폭 제어를 위해 NPWM파형을 근사화시킬 필요가 있으며 그림 5는 이를 나타내는 것으로 그림 5에서 펄스위치 $P_k$는

$$P_k\doteq\frac{\beta_k+\alpha_k}{2} \tag{22}$$

으로 근사화되고, 펄스폭을 $W_k$라 할 때

$$\begin{aligned} W_k &\doteq\beta_k-\alpha_k \\ &\doteq\frac{2V_r(P_k)}{|dv_c(\theta)/d\theta|} \\ &\doteq\frac{2\pi}{N}V_{rmax}|\sin P_k| \end{aligned} \tag{23}$$

으로 근사화 된다.

또한, $\alpha_k$와 $\beta_k$사이에서, 입력 전압 $v_i(\theta)$의 변동이 한 주기 동안의 변동에 비해 매우 적으면 펄스의 크기는

$$v_i(\theta)\doteq v_i(P_k),\ \alpha_k<\theta<\beta_k \tag{24}$$

로 근사화 된다.

### 3.2 기준파 변조에 의한 펄스폭 제어

식 (22), (23), 식 (24)을 식 (4)에 대입하면

$$b_n=\frac{4}{n\pi}\sum_{k=1}^{M}\left\{v_i(P_k)\sin(nP_k)\sin\left(n\frac{\pi}{N}V_{rmax}|\sin P_k|\right)\right\} \quad (25)$$

이 된다.

$b_n$이 일정할 때 $v_i(P_k)$에 대한 펄스폭을 구하기 위해 $b_n$을 상수 $B_r$라 하면 식 (25)는

$$\frac{4}{n\pi}\sum_{k=1}^{M}\left\{v_i(P_k)\sin(nP_k)\sin\left(n\frac{\pi}{N}V_{rmax}|\sin P_k|\right)\right\}=B_r \quad (26)$$

이 되고 식(26)에서

$$v_i(P_k)\sin\left(n\frac{\pi}{N}V_{rmax}|\sin P_k|\right)=B_r' \text{ ; Constant} \quad (27)$$

이다.

식 (27)에서 $P_k$를 변수로 하고 $P_k$에서의 기준파 최대치를 $V_{rmax}(P_k)$라 하면

$$V_{rmax}(P_k)=\sin^{-1}\left[\frac{B_r'}{v_i(P_k)}\right]\frac{N}{n\pi|\sin P_k|} \quad (28)$$

이 된다.

그런데 고조파 제거를 위한 일반적인 PWM기법에서 관심있는 것은 저차 고파 성분이므로 $N\gg n$으로 가정할 수 있으며 식 (28)에서

$$\frac{2\pi}{N}V_{rmax}(P_k)|\sin P_k|\ll\frac{\pi}{2} \quad (29)$$

이 된다. 그러므로

$$\frac{B_r'}{v_i(P_k)}\ll 1 \quad (30)$$

이 되고

$$n\cdot\frac{\pi}{N}|\sin P_k|=B_r' \text{ ; Constant} \quad (31)$$

라 하면

$$V_{rmax}(P_k)=\frac{B_r'}{v_i(P_k)}\cdot\frac{1}{B_r''} \quad (32)$$

이 된다.

식 (32)이 성립되면 입력 전압 변동에 따라 기준파를 변조하여 펄스폭을 제어하고 일정 $b_n$을 갖게 된다.

그림 6은 이를 나타내는 것으로 일정한 펄스위치 $P_{k1}$에서 입력 전압이 $V_{d1}$에서 $V_{d2}$로 감소 하였다면 일정 $b_n$을 갖기 위해 기준파는$V_{r1}$에서 $V_{r2}$로 증가하여 출력 전압의 펄스폭은 $(\beta_{k1}-\alpha_{k1})$에서 $(\beta_{k2}-\alpha_{k2})$로 제어 된다.

### 3.3 반송파 변조에 의한 펄스폭 제어

기준파의 최대치 $V_{rmax}$를 일정하게 두고 반송파 최대치 $V_{cmax}$를 변수로 하여 식 (25)를 다시 정리하면

$$b_n=\frac{4}{n\pi}\sum_{k=1}^{M}\left\{v_i(P_k)\sin nP_k\sin\left(n\frac{\pi}{N}\cdot\frac{V_r}{V_{cmax}(P_k)}\right)\right\} \quad (33)$$

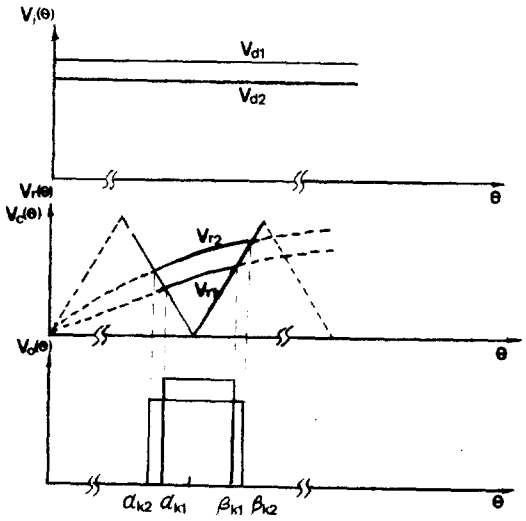



**그림 6** 기준파 변조에 의한 펄스폭 제어.
**Fig. 6** Pulse Width Modulate using Reference Wave.

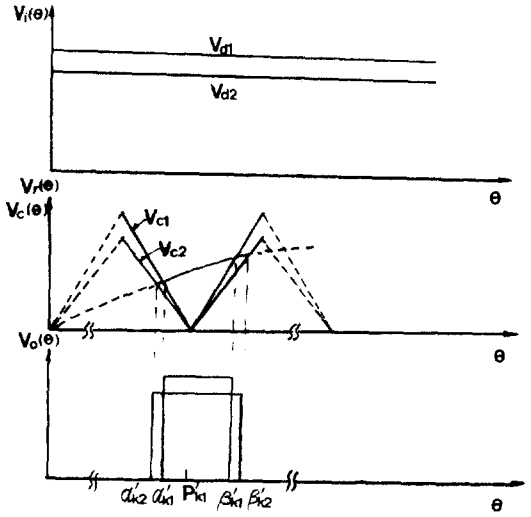



**그림 7** 반송파 변조에 의한 펄스폭 제어.
**Fig. 7** Pulse Width Modulation using Carrier Wave.

이 된다.

식 (33)에서 입력 전압 변동에 관계없이 $b_n$이 일정하려면

$$\sin\left\{n\frac{\pi}{N}\cdot\frac{V_r}{V_{cmax}(P_k)}\right\}\cdot v_i(P_k)=B_c\ ;\ \text{Constant} \tag{34}$$

이 되고, 식 (34)에서

$$\sin^{-1}\left(\frac{B_c}{v_i(P_k)}\right)=n\frac{\pi}{N}\frac{V_r}{V_{cmax}(P_k)} \tag{35}$$

이다. $N\gg n$이라 가정 하면

$$V_{cmax}(P_k)=B_c'\cdot v_i(P_k) \tag{36}$$

이 되고, 여기서

$$B_c'=\frac{1}{B_c}\ n\frac{\pi}{N}V_r(P_k)\ ;\ \text{constant} \tag{37}$$

이다.

식 (37)이 만족되면 $b_n$은 입력 전압 변동에 관계없이 일정하게 된다.

그림 7은 반송파 변조에 의한 펄스폭 제어를 나타내는 것으로 일정한 펄스 위치 $P'_{k1}$에서 입력 전압이 $V_{d1}$에서 $V_{d2}$로 변할 때 일정 $b_n$을 갖기 위해 반송파는 $V_{c1}$에서 $V_{c2}$로 변하여 펄스폭은 $(\beta_{k1'}-\alpha_{k1'})$에서 $(\beta_{k2'}-\alpha_{k2'})$으로 제어된다.

## 4. 실험적 고찰

본 연구에서는 입력전압 변동에 따른 펄스폭 제어를 실험을 통해 알아보기 위해 그림 8과 같은 트랜지스터로 구성된 단상 인버어터를 구성하였다.

그림 8의 장치는 NPWM기법에 기준파 및 삼각파 변조를 통한 펄스폭 제어를 적용 하기 위해 입력 전압을 감지하는 감지 회로와 트랜지스터 구동 회로 및 아나로그 연산을 행하는 제어 회로로 구성된다. 부하는 $R$-$L$부하를 연결하였으며 $R=33.2[\Omega]$, $L=0.52[\mathrm{H}]$의 값을 갖는다.

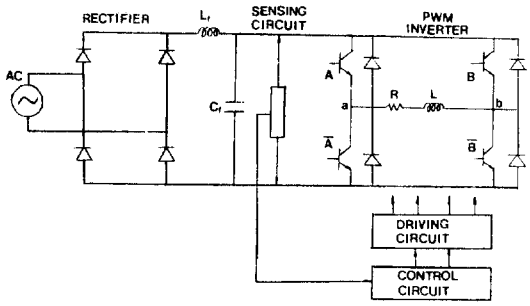



**그림 8** 단상 PWM인버어터 장치.
**Fig. 8** Single Phase PWM Inverter System

그림 9는 제어 회로의 구성도를 보인 것으로, 마이크로 프로 세서에서 출력 된 기준파와 반송파는 크기와 주파수가 임의로 제어 될 수 있게 하였고 D/A변환되어 감지회로에서 감지된 파형과 divider 또는 multiplier에서 아나로그 계산이 되어 기준파 혹은 삼각파를 변조하게 된다.

비교기에서 변조된 기준파 혹은 반송파가 비교기에서 각각 비교되어 펄스폭이 제어된 트랜지스터 구동 신호가 출력된다.

그림 10(a), (b)입력 전압을 임의로 변동시킨 경우 기준파와 반송파의 변조된 파형을 보인 것이다.

인버어터 구동에 있어서, 출력 주파수는 15[Hz]이고 변조지수 $M_D=0.6$, 주파수비 $N=18$

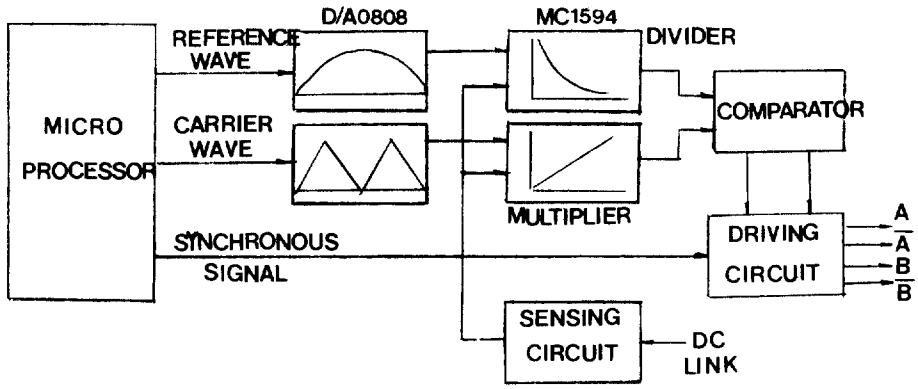
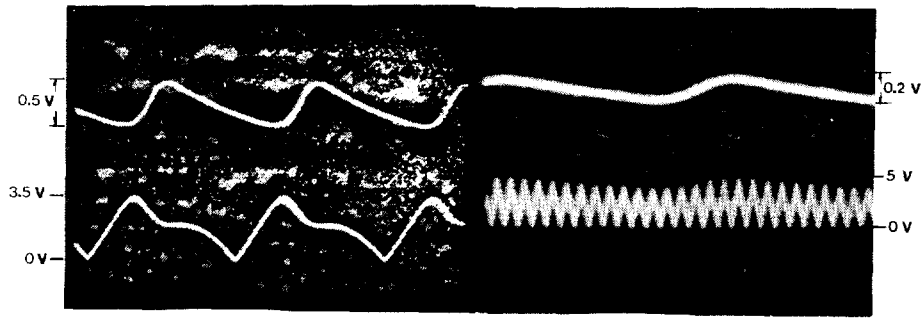


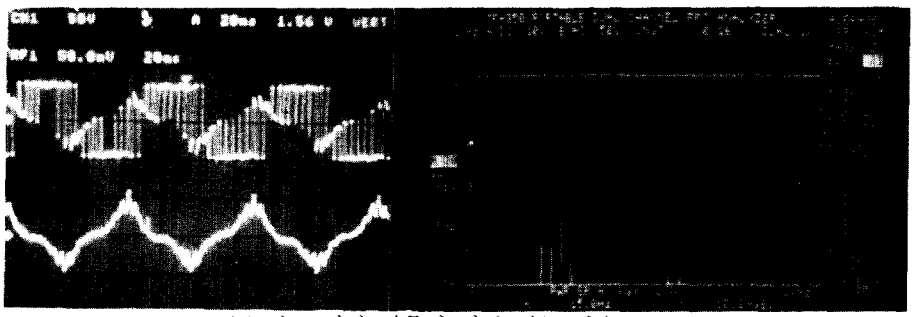

**그림 9** 제어 회로의 구성도
**Fig. 9** block diagram of control circuit



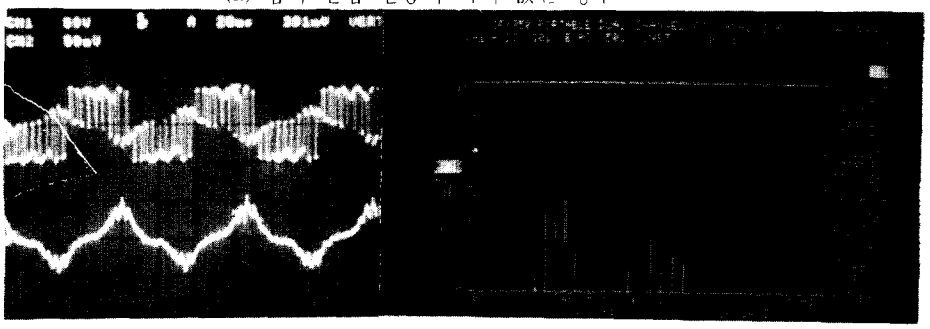

(a) 위 : 입력전압파형 아래 : 기준파 파형

(b) 위 : 입력전압파형 아래 : 반송파 파형

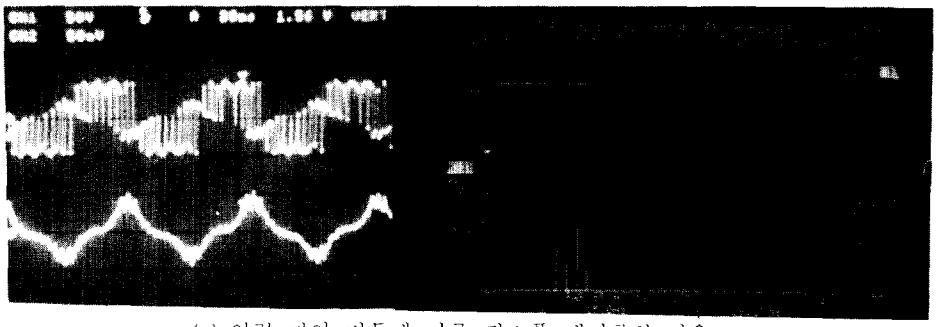
**그림 10** 변조된 기준파와 반송파의 파형
**Fig. 10** modulated reference wave and carrier wave



(a) 입력 전압 변동이 거의 없는 경우

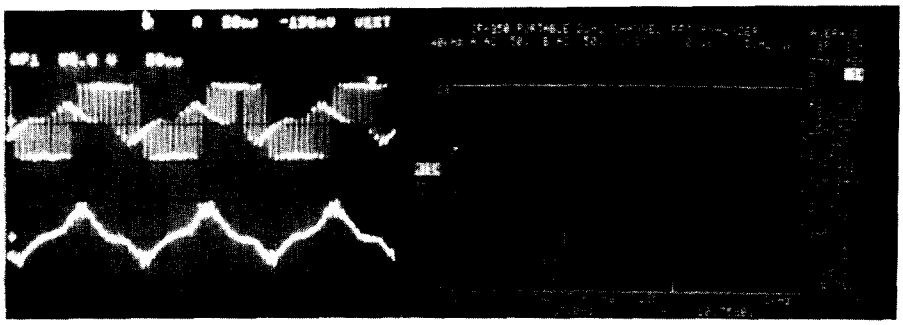


(b) 입력 전압 변동이 있는 경우

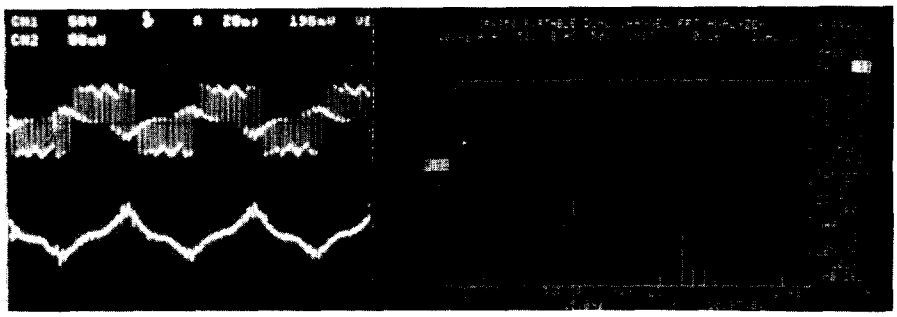


(c) 입력 전압 변동에 따른 펄스폭 제어를한 경우

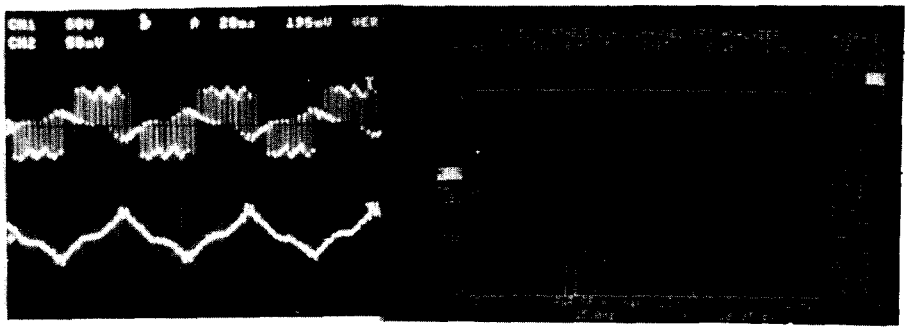
**그림 11** 출력 전압, 전류 파형과 고조파 성분($N=18$)
**Fig. 11** experimental output voltage waveform and harmonic spectrum



(a) 입력 전압 변동이 거의 없는 경우



(b) 입력 전압 변동이 있는 경우



(c) 입력전압 변동에 따른 펄스폭제어를 한 경우

**그림 12** 출력 전압, 전류 파형과 고조파 성분 ($N=22$)
**Fig. 12** experimental output voltage waveform and harmonic spectrum

과 $N=22$일 때의 NPWM기법을 적용하였다.

그림 11은 $N=18$일 때의 출력전압, 전류 파형과 고조파 성분을 보이며 (a)는 입력 전압 맥동이 거의 없는 경우 ($V_d=50[V]$, $L_f=3.5$[mH], $C_f=1000[\mu F]$)로써 15차 이상의 고조파 성분이 나타난다. (b)는 입력전압이 맥동을 하는 경우 ($V_d=50$[V], $L_f=3.5$[mH], $C_f=100[\mu$F])이며 3차, 5차 등의 저차 고조파 성분과 그 외의 다른 고조파 성분이 존재함을 알 수 있고, 이에 본 방식을 적용한 경우의 파형이 (c)이며, 저차 고조파 성분이 제거 되고 (a)와 유사함을 알 수 있다.

그림 12는 $N=22$인 경우의 출력 전압, 전류 파형과 고조파 성분을 보이며 (a)는 입력 전압 변동이 거의 없는 경우 ($V_d=50$[V], $L_f=3.5$[mH], $C_f=1000[\mu$F])로써 19차 이상의 고조파 성분이 나타난다. (b)는 입력전압이 맥동을 하는 경우($V_d=50$[V] $L_f=3.5$[mH], $C_f=100[\mu$F])로써 3차, 5차 등의 저차 고조파 성분과 그 외의 다른 고조파 성분이 존재함을 알 수 있고 (c)는 입력 전압이 맥동을 하는 경우 본 방식을 적용했을 때의 파형으로 저차 고조파 성분이 제거되고 (a)와 유사함을 알 수 있다.

## 5. 결 론

입력 전압이 맥동을 하는 PWM인버어터의 구동 장치에서출력 전압의 고조파 성분을 줄이기위해 제어 가능한 고조파 인자를 선택하고 이를 NPWM에 적용하여 기준파 변조와 반송파 변조에 의한 PWM기법을 제시하였다.

그리고 실제로 실험을 통하여 입력 전압 맥동에 관계 없이 고조파 성분이 제거 또는 감소됨을 확인 하였다.

따라서 본 방식을 적용할 경우 전압 맥동에 의한 고조파 손실의 경감과 필터의 소형화를 이룰 수 있다.

앞으로 NPWM뿐만 아니라 다른 PWM기법에의 적용도 기대된다.

## 참 고 문 헌


[1] B. Mokrytzki, "pulse width modulated inverter for ac motor driver," IEEE Trans. vol. 16A-3, pp. 493,503, 1972.

[2] Bowes.s.r, "New sinusoidal pluse width modulated inverter," IEE. proc. pp. 1279-1285, 1975.

[3] Giuseppe S. Buja, "Optimum output waveforms in PWM inveters," IEEE Trans. Ind. Appl. vol. IA-16, no. 6, pp. 830-836, 1980.

[4] 이윤종, 임남혁, "DC입력 전압을 고려한 PWM인버어터의 출력 파형 개선에 관한 연구" 1987년 전기학회 춘계학술회의 논문집 논문 87-1-2, pp. 8-11, 987.

[5] Ahashi B. Dwan, "Optinum input and output filters for a single-phase rectifier power supply," IEEE Trans. Ind. Appl. vol. IA-17, pp. 282-288, 1981.

[6] K.S. Rajashekara, "DC link filter design considerations in voltage source inverter fed induction moter driver system," IEEE IAS annual meeting, pp. 580-585, 1986.

[7] Jia-you Lee, "Adaptive harmonic control in PWM inverter with fluctuation input voltage," IEEE Trans. Ind. Electronics vol. IE-33, 1986.