

고조파 저감형 3상 5레벨 PWM 인버터에 관한 연구

A study on the 3 phase 5 level PWM inverter reducing harmonics

송 언 빈 대림전문대학 전기과

ABSTRACT - This paper presents a software based 3 phase 5 level pulse-width modulation (PWM) inverter to reduce total harmonic distortion. The proposed modulation technique can reduce total harmonic distortion and significantly improve the performance of the inverter. In the modulation mode where the frequency ratio is 36 and modulation index is 1.2~2.0, harmonic components have been mostly eliminated and the magnitude of fundamental component have been maximized by the 3 phase 5 level PWM inverter.

1. 서 론

인버터 출력 파형에 포함된 고조파 성분은 고조파 전류원이 되어 비전계통의 각종 계전기들의 오동작, 콘덴서 및 리액터의 소음, 제어기기의 오동작, 전기기기의 소음 및 진동 등 각종 고조파 장애를 일으키게 된다. 이러한 고조파 장애를 제거하기 위해서는 고조파 발생원이 되고 있는 인버터에서 발생하는 고조파를 최대한 억제하는것이 효과적이다. PWM(Pulse Width Modulation) 인버터는 기본파의 출력 파형이 근사 정현파가 되어 제어기법에 따라서 특정 고조파를 제거할 수 있는 큰 특징이 있다. 일반적으로 PWM 인버터의 출력 전압파형은 한 주기당 +E, 0, -E의 크기로 3레벨이 되어, 근사 정현파 출력 파형을 얻고 있다. 이 출력 파형의 레벨 수를 높이면서 스위칭 각을 적절히 바꾸게 되면, 인버터에서 출력파형의 고조파 성분을 크게 줄일 수 있다.

본 논문에서는 프로그램적으로 펄스 폭 변조 신호를 출력시켜 3상 5레벨 PWM 인버터를 제어하였고, PWM 인버터의 출력레벨을 높였을때 출력파형의 고조파 성분을 분석하였다. 3상 5레벨 PWM 인버터를 제어하기 위한 제어신호는 프로그램에 의하여 만들어지기 때문에, 펄스 폭 패턴을 여러가지 형태로 자유롭게 변화시킬 수 있다. 제안한 인버터 제어기법은 출력파형의 고조파 왜형률을 5%이내로 유지할 수 있다.

2. 주회로 구성과 동작

본 연구에서 사용된 인버터의 주회로 구성은 그림1과 같다. 스위치 S_{11} , S_{12} 가 ON되고, S_{13} , S_{14} 가 OFF되면 U상에는 +E의 전압이 걸리게 된다. S_{12} , S_{13} ON되고, S_{11} , S_{14} 가 OFF되면 U상에는 영전위의 전압이 걸리게 된다.

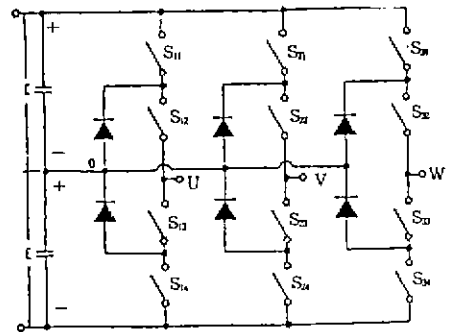


그림 1 인버터의 주회로

Fig. 1 Main Circuit of Inverter.

S_{13}, S_{14} 가 ON될때 S_{11}, S_{12} 가 OFF되면 중성점 0에 대해서 U상에는 -E의 전압이 걸리게 된다. U상의 전압 레벨은 그림 2. (b)처럼 +E, 0, -E가 되어 3레벨이 된다. 이때, V상은 전기각으로 $2/3\pi$ (rad)만큼 이상되어 있는 것 외에는 스위치 ON, OFF의 형태는 동일하다. U상과 V상간의 선간전압은 U상에 의한 3레벨 전압과 이에 대해 $2/3\pi$ (rad)만큼 이상된 V상의 3레벨 전압에 의해 그림 2. (d)와 같은 +2E, +E, 0, -E, -2E의 5레벨 전압이 나타나게 된다.

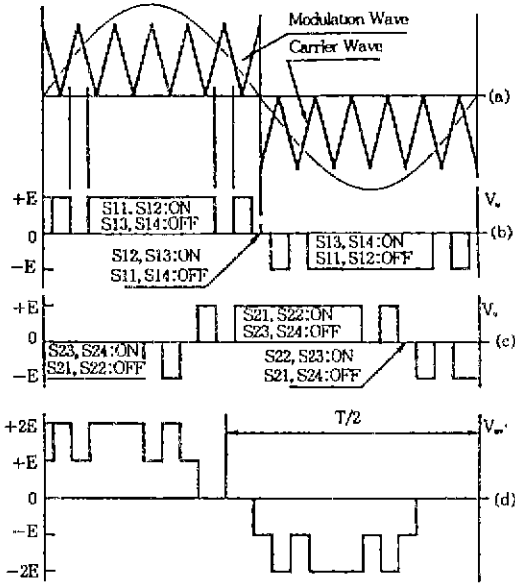


그림 2 인버터의 스위칭 패턴

Fig. 2 Switching Patterns of Inverter.

그림 2.에서는 인버터의 주회로 스위칭 동작 상태를 보여주는 것이다. 그림 2.(a)의 파형 형태는 고정되지 않고 필요에 따라 변화시킬 수 있는 특성을 갖고 있다. 출력 전압 레벨 수가 증대함에 따라 출력파형은 정현파에 더욱더 근사하게 된다. 펄스 폭 변조 파가 프로그램에 의하여 자유롭게 조정되고, 주파수비와 변조지수를 바꾸는 방법으로 특정 고조파들을 제거할 수 있는 특성을 갖게 된다. 본 연구에 사용된 인버터는 스위칭 소자수가 열두개가 되어 종전의 PWM 인버터의 스위칭 소자수가 여섯개인데 비하여 2배로 증가하고 있다. 인버터의 주 스위칭 소자 양단의 전압의 크기는 E가 되지만, 인버터의 출력전압은 2E가 되어 종전에 비하여 1/2배만 걸리게 되므로 인버터 출력용량을 2배까지 증대시킬 수 있는 장점이 있다.

따라서, 동일 규격의 스위칭 소자로 2배의 용량을 스위칭할 수 있는 능력을 가지게 되어 활용 영역을 대폭 넓힐 수 있는 효과가 기대된다.

3. 고조파 특성 해석

3.1 출력 파형의 고조파 특성

인버터의 출력 전압 파형의 형태는 그림 3.과 같이 된다. 직류 공급전압이 E인 경우 인버터에 의하여 구동되는 부하측 선간전압은 +2E, +E, 0, -E, -2E의 다섯 가지 레벨로 주기적으로 변화하게 된다.

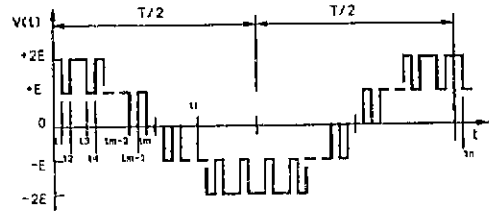


그림 3. 인버터의 출력 파형

Fig. 3. Output Waveform of Inverter.

출력전압 $V(t)$ 라 하면 $V(t)$ 는 주기 2π 이고, 한 주기내에 $n-1$ 번의 연속 구간 및 n 번의 불연속 구간을 갖는 주기함수가 되며 다음의 식으로 표시된다.

$$\begin{aligned}
 V(t) e^{-jkt} \Big|_0^{2\pi} &= V(t_2-0) e^{-jkt_2} \\
 &\quad - V(t_1+0) e^{-jkt_1} + V(t_3-0) e^{-jkt_3} \\
 &\quad - V(t_2+0) e^{-jkt_2} + V(t_4-0) e^{-jkt_4} \\
 &\quad - V(t_3+0) e^{-jkt_3} \dots + V(t_n-0) e^{-jkt_n} \\
 &\quad - V(t_{n-1}+0) e^{-jkt_{n-1}} \quad (3.1)
 \end{aligned}$$

식 (3.1)에서 $V(t_i-0)$ 는 레벨이 바뀌는 점 t_i 에서 좌측값을 나타내고, $V(t_i+0)$ 는 우측값을 나타낸다. $V(t_1-0) e^{-jkt_1} = V(t_n-0) e^{-jkt_n}$ 이므로, 식 (3.1)은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 V(t) e^{-jkt} \Big|_0^{2\pi} &= -[\{ V(t_1+0) - V(t_1-0) \} e^{-jkt_1} \\
 &\quad + \{ V(t_2+0) - V(t_2-0) \} e^{-jkt_2} \dots \\
 &\quad + \{ V(t_n+0) - V(t_n-0) \} e^{-jkt_n} \dots] \\
 &= - \sum_{i=1}^n U_i e^{-jkt_i} \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

여기서, $U_i = V(t_i+0) - V(t_i-0)$ 이다.
출력 파형의 기본파 및 각 고조파 성분의 크기 ϕ_k 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \phi_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(t) e^{-jk} dt \\ &= \frac{1}{\pi} \left(-\frac{1}{jk} V(t) e^{-jk} \Big|_0^{2\pi} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{jk} \int_0^{2\pi} V(t)' e^{-jk} dt \right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

여기서, $V(t)' = 0$ 이므로, 식(3.2)와 식(3.3)에서

$$\begin{aligned} \phi_k &= -\frac{1}{jk\pi} V(t) e^{-jk} \Big|_0^{2\pi} \\ &= \frac{1}{jk\pi} \sum_{i=1}^n U_i e^{-jk t_i} \end{aligned} \quad (3.4)$$

이 된다.

식(3.4)에 $t_1, t_2, t_3, \dots, t_m$ 에서의 전압의 크기를 대입하면 전압파형의 각 고조파들의 진폭의 크기 V_k 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_k &= \frac{4E}{k\pi} (\sin kt_1 - \sin kt_2 + \sin kt_3 - \sin kt_4 + \dots \\ &\quad \dots - \sin kt_{m-1} + \sin kt_m) \\ &= \frac{4E}{k\pi} \left(\sum_{n=1}^m (-1)^{n+1} \sin kt_n \right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

여기서, $k = 2u+1$, $u = 0, 1, 2, 3, \dots$, $n = 1, 2, 3, \dots, m$ 이 된다. (3.5)를 보면 PWM 인버터의 출력 파형에는 기수차 고조파 성분이 존재하나, 스위칭 각도 $t_1, t_2, t_3, \dots, t_m$ 등이 주파수비와 변조지수에 따라 달라지게 되므로 이를 조정하게 되면 고조파 성분을 제거할 수 있게 된다.

3.2 인버터의 성능지표

인버터를 무정전 전원 장치나 가변속 장치에 이용하는 경우에는 THD(Total Harmonic Distortion)를 낮추어야 한다. THD를 요구조건에 맞추기 위하여 일반적인 인버터의 출력측에는 L-C 출력 필터를 채택하게 된다. 필터공진주파수를 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 상수 $A = \frac{\omega_r}{\omega}$

이라고 하면, THD는 다음과 같다.

$$THD = \frac{100(A^2-1)}{A^2V_1} \sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} \left(\frac{A^2V_k}{k^2-A^2} \right)^2} \quad (3.6)$$

k 는 고조파 차수이며 K 가 충분히 커지면 $k^2 - A^2 \approx k^2$ 이 되고 일반적으로 $A > 1$ 이므로 $A^2-1 \approx A^2$ 이 된다. 따라서, 식(3.6)은 다음과 같이 단순화 시킬 수 있다.

$$\begin{aligned} THD &= A^2 \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} \left(\frac{V_k}{k^2} \right)^2} \\ &= A^2 \cdot DF \end{aligned} \quad (3.7)$$

여기서,

$$DF = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} \left(\frac{V_k}{K^2} \right)^2} \quad (3.8)$$

따라서, 인버터의 펄스 폭 변조 패턴에 따라 고조파 성분이 달라지므로 인버터의 출력 파형 왜형률 (DF:Distortion Factor)을 제어할 수 있다.

4. 제어 프로그램

펄스 폭 변조파가 제어 프로그램에 의하여 발생되고, 제어 프로그램은 개인용 컴퓨터로 입력한 다음 이를 다시 통신선을 이용하여 16비트 마이크로 프로세서로 전송되도록 하고 있다.

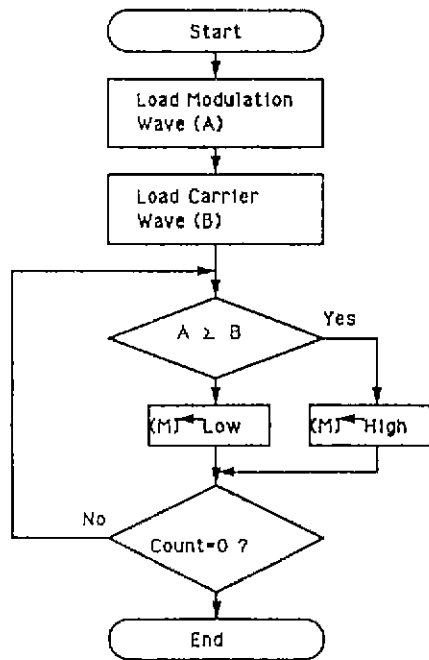
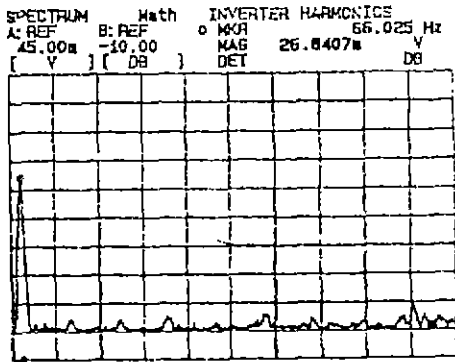


그림 4 PWM 패턴 발생 프로그램 흐름도
Fig. 4. Flow Chart of PWM Patterns generation.

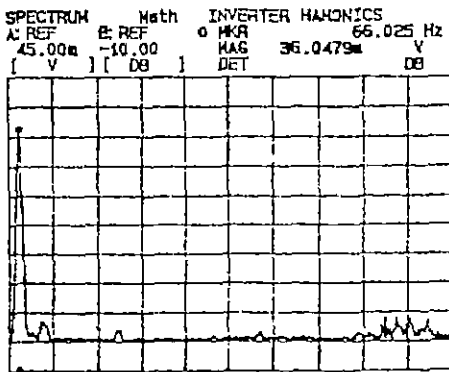
그림 4.는 PWM 패턴 발생 프로그램의 수행 흐름도를 나타낸 것이다. 종전의 디지털 방식에서는 특정 고조파를 제거할 수 있는 펄스 폭 변조 형태를 사전에 계산하여 직접 록업 테이블 형태로 저장하여야만 한다. PWM 인버터를 제어하려면 수많은 록업 테이블을 저장시켜야 하고, 인버터의 출력 전압의 변화를 출력 주파수의 변화에 대응하여 선형적으로 제어하기도 어렵게 된다. 그러나, 제안한 제어 기법은 기본데이터를 이용하여 프로그램에 의하여 변조파와 반송파를 만들고, 이들을 비교하여 여러가지 펄스 폭 변조파들을 출력시키도록 하고 있다. 종전 아날로그 방식과 같이 인버터의 출력전압의 변화를 출력 주파수의 변화에 대응하여 선형적으로 제어하기가 용이하다.

5. 고조파 분석 및 실험 결과

5.1 고조파 성분 분석



(a) 변조지수 : 0.8



(b) 변조지수 : 1.2

그림 5 고조파 성분의 스펙트럼 (주파수비 : 36)
Fig. 5. Spectrum of Harmonic Components.

본 연구에서는 주파수비 6, 12, 18, 24, 36 으로 바꾸면서 각 주파수비에 대응하여 변조지수도 0.1~2.0의 범위로 변화시킬 때 고조파 성분의 크기를 스펙트럼 분석기를 이용하여 측정하였다. 변조지수의 변화는 2.0이상의 범위로도 조정 가능하나 실용 측면을 고려하여 최대 2.0까지 변화할 수 있도록 하였다. 그림 5는 주파수비를 36으로 하고, 변조지수를 변화시켰을 때 출력파형에 포함된 고조파 성분의 스펙트럼 측정결과이다. 주파수 스펙트럼 측정 결과를 검토해보면, 주파수 비를 일정하게 하고 변조지수를 높이거나, 변조지수를 일정하게 하고 주파수비를 높여갈 때 따라 저차 고조파 성분이 제거되게 된다. 특히, 주파수비를 36으로 하고, 변조지수가 1.2 이상인 범위에서는 대부분이 고조파 성분을 제거할 수 있는 특징이 나타난다.

5.2 인버터의 제어 모드 분석

일반적으로 고조파 왜형률은 5%이내에서 제어하여야 한다. 스펙트럼 측정 결과를 토대로 인버터의 출력 주파수를 변화시키에 따라, 변조 모드별 고조파 왜형률의 변화 상태를 분석한 결과는 그림 6.과 같다. 여기서, R은 주파수비를 나타낸다.

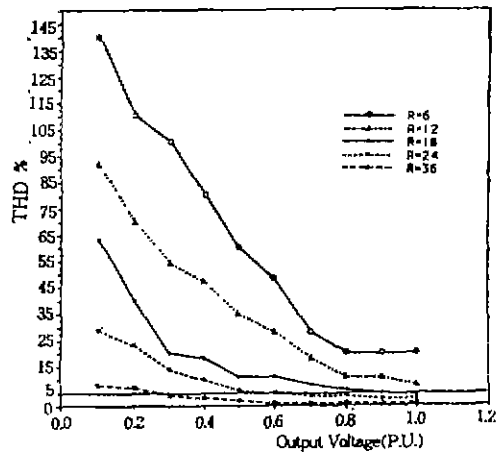


그림 6. 인버터 출력의 고조파 왜형률 변화
Fig. 6. The Variation of THD of Inverter Output.

본 제어기법은 인버터 출력 주파수가 출력 전압에 대응하여 선형적으로 변화되도록 구성되어 있다. 그림 8.의 결과를 분석해 보면 무정전 전원 공급 시스템에서 출력파형의 고조파 왜형률을 5%이하로 운전하려면 다음의 제어모드로 하여야 한다. 이때, 출력전압 (P.U.)이 1.0에서 변조지수는 2.0으로 제어한다.

- (1) 주파수비 36인 모드에서는 변조지수 0.6이상으로 운전하여야 한다.
- (2) 주파수비 24인 모드에서는 변조지수 1.2이상으로 운전하여야 한다.
- (3) 주파수비 18인 모드에서는 변조지수 1.8이상으로 운전하여야 한다.

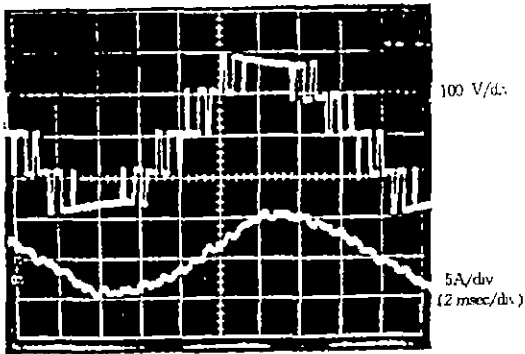


사진 1. 출력 파형(주파수비 :36, 변조지수 :1.8)
Photo 1. Output Waveforms.

인버터의 출력 파형을 관찰하기 위하여 정격 전압 220V, 정격 출력 0.75kW, 정격 전류 3.5A, 정격 회전수 1710 rpm인 유도전동기를 부하로 사용하였다. 사진 1. 은 변조지수 1.8, 주파수비 36 인 경우에 정격 주파수 60Hz에서 실험용 유도 전동기를 부하로 하여 운전하였을 때 출력전압 및 전류파형을 측정된 결과이다.

6. 결 론

본 연구에서는 소프트웨어에 의한 삼상 5레벨 PWM 인버터의 제어기법을 이용하여, 무정전 전원 공급 시스템용 인버터의 출력 파형에 포함되는 고조파 성분을 대폭 제거할 수 있는 방안을 제시하였다. 따라서, 종전 방식으로 시스템의 특성 해석이 가능하며 다양한 펄스 폭 변조가 가능하기 때문에 특정 고조파를 제거하기가 용이한 특징이 있다. 무정전 전원 공급 시스템에 이용하는 경우에 출력 파형의 고조파 왜형률을 개선하여 시스템 성능을 향상시킬 수 있다. 소프트웨어로 제어되는 삼상 5레벨 PWM 인버터를 구현하여, 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

- (1) 소프트웨어에 의하여 인버터의 출력파형 레벨을 3 레벨에서 5 레벨로 제어하여 출력파형의 고조파 성분을 대폭 제거할 수 있었다.
- (2) 제안한 소프트웨어 제어 기법에서 주파수 비를 36으로 하고, 변조지수 1.2이상인 제어 모드에서는 대부분의 고조파 성분들을 제거할 수 있는 특징이 있다.
- (3) 인버터의 고조파 왜형률을 5%이내로 제어할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Eon Bin Song et al., "Distributed Computer Control of Air Volume System using Variable Speed Fan Drive," in Proceedings of ISPE'92, pp.204-208.

[2] David E. Rice, "Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics - Their effect on Power Systems Components," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No.1, pp.161-177, Jan./Feb. 1986.

[3] S.R. Bowes and R.R. Clements, "Computer aided design of PWM inverter system," Pro. IEE, Vol 129, pp.1-17, Jan. 1992.

[4] S.R. Bowes and P.R. Clark, "Transputer based harmonic-elimination PWM Control of Inverter drives," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 28, No.1, pp.81-88, Jan./Feb. 1992.

[5] G.S. Buja & P. Fiorini, "Improving the performance of microcomputer based controllers for PWM inverter," Proceedings of Power Con., EI-3, pp.1-8, 1981.

[6] P.P. Bringer and M.A. Slonim, "Determination of Harmonics of Converter Current and/or Voltage Waveform (new method for fourier coefficient calculations), Part I: Fourier Coefficients of Homogeneous Functions," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-16, NO.2, pp.242-247, March/April 1980.

[7] Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi, "A new neutral point-clamped PWM inverter," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-17 No.5, pp.518-523, Sept./Oct. 1981.

[8] Jia Yoo Lee and York-Yih Sun, "Adaptive harmonic control in PWM inverters with fluctuating input voltage", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-33, No.1, pp.92-98, Feb. 1986.

[9] C.M. Penalver et al., "Microprocessor control of DC/AC static converters", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. IE-32, No.3, pp.186-191, Aug. 1985.

[10] Mario Marchesoni, "High performance current control techniques for applications to multilevel high power voltage source inverters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.7, No.1, pp.189-204, Jan. 1992.