

相補形 트랜지스터에 의한 多重 PWM 인버터에 관한 연구

\* 정 언 택      \*\* 이 종 수, 배 상 준, 백 종 현<sup>o</sup>  
 \* 명지대학교      \*\* 영진전문대학

A Study on The Multi-PWM Inverter by Complementary Transistor

\* Yon-Tack Chung, \*\* Jong-Soo Lee, Sang-Jun Bee, Jong-Hyun Back  
 \* Myong-Ji University      \*\* Yeung-Jin Junior College

**Abstract** — This PWM inverter are used bridge circuit of two pair complementary transistor at each phase. The operation signals are 3 level PWM wave of W type and M type modulation, Which were obtained from switching time data by switching position calculation of triangular and sine wave. The output voltage waveforms of this inverter have the 5 level phase voltage and the 9 level line voltage of PWM.

1. 서 론

자기소호 능력을 가진 반도체 소자의 발달로 인하여 전압형 PWM 인버터가 교류전력의 제어에 많이 사용되고 있다. 특히 가변전압과 가변주파수의 제어에 있어서는 이러한 인버터가 더욱 유용하게 이용된다.

그러나 이 인버터의 출력은 구형파로 구성되므로 부하에 영향을 끼치는 고조파에 대한 대책을 최소화 하는 연구가 요구되고 있다. 따라서 이러한 연구들은 출력파형이 정현파의 특성에 가까운 파형이 될 수 있는 특성으로 개선 시키는 방법들을 제시하였다.<sup>1-2)</sup>

본 연구는 CTI회로로 부터 개선된 다중 계단파출력 인버터의 구성을 제시하고 그 특성을 검토하였다. 이 인버터를 제어하는 신호의 발생은 마이크로프로세서 시스템의 디지털방식에 의한다. 이 시스템의 데이터는 캐리어삼각파와 정현파에 의한 W형과 M형의 3전위 PWM신호의 스위칭 위치를 계수화하여 디지털 변조오차가  $10^{-6}$ 범위로 선정하였다.

2. 회로의 구성

상보형 트랜지스터에 의한 인버터회로의 구성은 그림1과 같다. 이 인버터회로는 3전위 출력의 중성점 확보를 위한 회로와 스네브회로를 생략한 것이다.

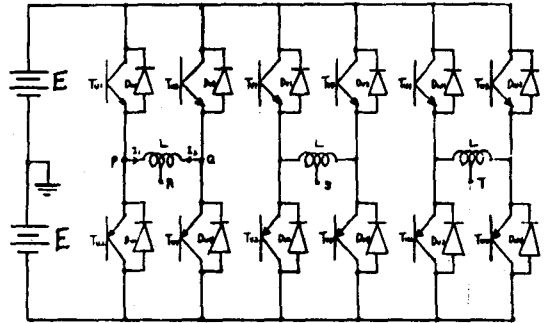


그림1. 인버터회로

이 회로의 각 상에는 2조의 NPN-PNP 상보형 트랜지스터에 의한 브릿지회로를 구성하고 있으며, 각 트랜지스터는 반주기씩 스위칭동작을 부담한다. 이는 2대의 CTI를 리액터로 병렬운전하는 것과 같다.

즉  $Tu1-Tu4, Tv1-Tv4, Tw1-Tw4$ 는 각각 U, V, W상의 출력 트랜지스터이며, 각상의 NPN-PNP 상보트랜지스터  $T1-T2, T3-T4$ 간에는 3전위확보를 위하여 PWM펄스의 오프기간동안에는 역소거용 신호가 요구된다. 여기서 W형 PWM출력과 M형 PWM출력간에 부하전류를 평형시키는 전류평형리액터의 인덕턴스 L의 값은 W형 PWM출력인  $T1-T2$ 와 M형 PWM출력인  $T3-T4$ 에 의한 부하전류  $I_1, I_2$ 또 캐리어 삼각파의 주파수  $f_r$ 와 인버터 전원전압 E에 의하여 식(1)로 결정한다.<sup>3)</sup> 따라서 각 상의 출력 중성점인 R, S, T단자에는 W형과 M형 PWM파가 합성되어

5전위의 PWM출력이 된다.

$$L [H] \geq \frac{2B}{(I_1 - I_2) f_r} \quad (1)$$

(1) 동작특성

그림1의 인버터회로가 갖는 출력전압은 전원중성점 0에 대하여 각 상의 출력중성점 R,S,T에는 5전위 PWM, R-S,S-T,T-R의 선간에는 9전위의 다중계단파 PWM출력이 된다.

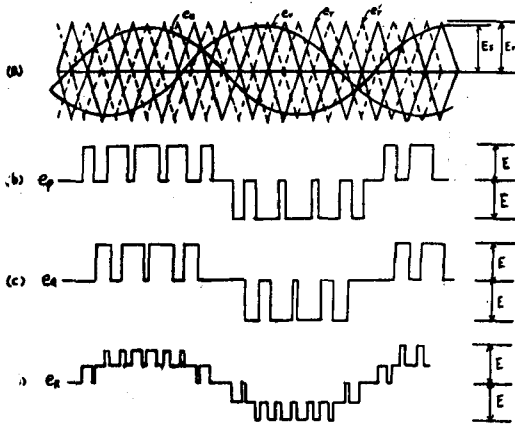


그림2. 동작파형

그림2(a)는 각상의 출력트랜지스터 구동을 위한 구동신호의 PWM파 변조관계를 보인것이다. 실선 캐리어 삼각파  $e_r$ 와 비교정현파  $e_u$ 에 의한 변조신호는 그림1의 U상 트랜지스터  $T_1-T_2$ 를 구동 시키고, 점선의 캐리어 삼각파  $e_{r'}$ 와 비교정현파  $e_u$ 에 의한 변조신호는  $T_3-T_4$ 를 구동 시키게된다. 이때 각각의 출력전압은 (b),(c)와 같다. 따라서 U상에 대한 R단자의 출력전압은 전류평형리액터에 의하여 식(2)와 같이  $e_p$ 와  $e_q$ 의 평균치가 된다.

$$e_R = \frac{(e_p + e_q)}{2} \quad (2)$$

U상에 있어서 각제어신호의 크기관계와 R단자 출력전압  $e_R$ 와의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_u > e_r, e_{r'} & \text{ 때 } e_R = E \\ e_r > e_u > e_{r'} & \text{ 때 } e_R = 0 \\ e_{r'} > e_u > e_r & \text{ 때 } e_R = -E \\ e_u < e_r, e_{r'} & \text{ 때 } e_R = -E \end{aligned} \quad (3)$$

(2) PWM신호의 발생

안정된 출력을 갖는 인버터의 운전을 위하여

그림3의 계통을 그림4의 마이크로프로세서 제어시스템으로 운전하였다.

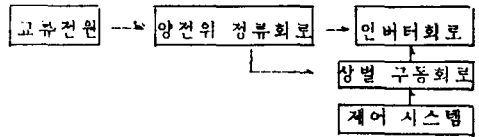


그림3. 구동계통

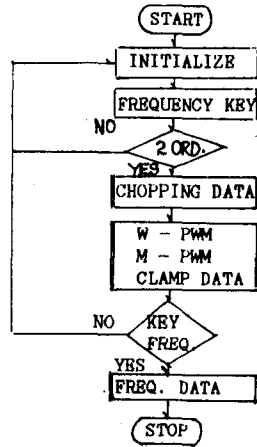


그림4. 제어 프로그램

이러한 프로그램 흐름도의 신호는 각 주파수별 V/F 출력의 타임데이터를 선정하여 출력할 수 있도록한다. 따라서 출력을 위한 Port는 6개 이상이 소요된다.

(3) 출력파형의 해석

트랜지스터에 의한 인버터의 출력파형은 구동신호와 동일한 파형이므로 구동신호의 파형해석으로부터 특성이 나타난다.

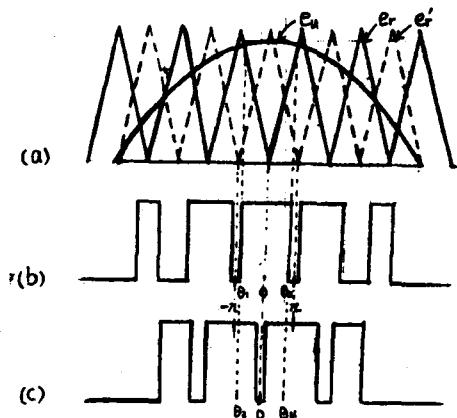


그림5. 변조신호와 출력

I. P점의 출력파형

그림5(b)에서 스위칭 위치  $\theta_1(t), \theta_2(t)$ 는 식(4)로 표시된다. 또 표시된 한주기에 대한 푸리에 급수는

$$\begin{aligned} \theta_1(t) &= (-1)^{n+1} \pi a \sin \omega_s t \\ \theta_2(t) &= (-1)^n \pi a \sin \omega_s t \end{aligned} \quad (4)$$

단,  $a = \epsilon_u / \epsilon_r$ ,  $n=1,2,3,4,\dots$

n차 넷셀의 함수로 정리하면 식(5)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} V_P(t)/E &= a \sin \omega_s t + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \left( \frac{a}{\pi k} \right) \sum_{n=0}^{\infty} J_{k+n}(n\pi a) \right. \\ &\quad \left. \times [\sin(2k+1)\omega_s t] \cos n\omega t \right] \end{aligned} \quad (5)$$

단,  $\omega = 2\omega_s$

II. Q점의 출력파형

그림5(c)에서 스위칭 위치  $\theta_3(t), \theta_4(t)$ 는 식(6)으로 표시된다. 이때 표시된 한주기에 대한 푸리에 급수를 n차 넷셀의 함수로 정리하면 식(7)과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \theta_3(t) &= (-1)^{n+1} \pi (a \sin \omega_s t - 1) \\ \theta_4(t) &= (-1)^n \pi (a \sin \omega_s t - 1) \end{aligned} \quad (6)$$

단,  $a = \epsilon_u / \epsilon_r$ ,  $n=1,2,3,4,\dots$

$$\begin{aligned} V_Q(t)/E &= a \sin \omega_s t + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \left( \frac{a}{\pi k} \right) \sum_{n=0}^{\infty} J_{k+n}(n\pi a) \right. \\ &\quad \left. \times [\sin(2k+1)\omega_s t \cos n\pi] \cos n\omega t \right] \end{aligned} \quad (7)$$

III. 상출력

식(5), (7)로부터 식(2)에 의한 U상의 출력은 식(8)로 R단자에 표시된다.

$$\begin{aligned} V_R(t)/E &= a \sin \omega_s t + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \left( \frac{a}{\pi k} \right) \sum_{n=0}^{\infty} J_{k+n}(n\pi a) \right. \\ &\quad \left. \times [\sin(2k+1)\omega_s t (1 + \cos n\pi)] \cos n\omega t \right] \end{aligned} \quad (8)$$

같은 방식으로 V상은 U상에 대하여  $2\pi/3$ 의 위상차를 갖게되므로 V상의 출력단자 S점에 있어서의 출력은 식(8)로부터 식(9)로 된다.

$$\begin{aligned} V_S(t)/E &= a \sin \omega_s t + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \left( \frac{a}{\pi k} \right) \sum_{n=0}^{\infty} J_{k+n}(n\pi a) \right. \\ &\quad \left. \times [\sin(2k+1)(\omega_s t - 2\pi/3) (1 + \cos n\pi)] \cos n\omega t \right] \end{aligned} \quad (9)$$

IV. 선간출력

인버터회로의 출력단자 R-S간에 나타나는 선간전압  $v_{RS}(t)$ 는 식(10)으로 표시된다.

$$\begin{aligned} v_{RS}(t)/E &= \{V_S(t) - V_R(t)\}/E = \sqrt{3} a \sin(\omega_s t + \pi/6) + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \left( \frac{a}{\pi k} \right) \sum_{n=0}^{\infty} J_{k+n}(n\pi a) \right. \\ &\quad \left. \times \frac{\sqrt{1 - \cos [(2k+1)(1 + \cos n\pi) 2\pi/3]}}{\sin n\omega t + (2k+1)(1 + \cos n\pi)} \right. \\ &\quad \left. \times \omega_s t - \varphi \right] - [\sin n\omega t + (2k+1) \\ &\quad \times (1 + \cos n\pi) \omega_s t + \varphi] \end{aligned} \quad (10)$$

단,  $\varphi = \tan^{-1} \frac{\sin(2k+1)(2\pi/3)(1 + \cos n\pi)}{1 - \cos(2k+1)(2\pi/3)(1 + \cos n\pi)}$

3. 실험결과 및 고찰

그림4의 마이크로프로세서 제어 시스템으로 부터 그림1의 인버터 출력 전압파형은 그림6, 7과 같다.

그림6(a)는 W형 변조신호에 의한 인버터회로의 P 단자출력인 3전위 PWM파 이고, (b)는 Q단자의 3전위 PWM파를 보인것이다. 또 그림7(a)는 U상의 R단자의 전위 PWM 출력파형이고, (b)는 U, V상의 R-S단자간의

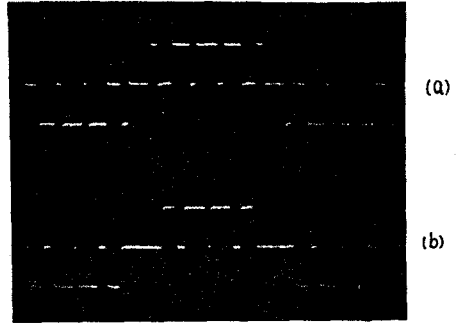


그림6. P와 Q 단자의 파형 (2ms/div, 200v/div)

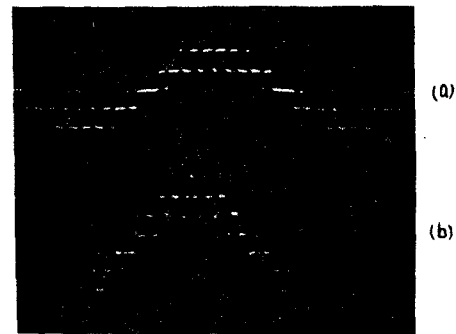


그림7. 상전압과 선간전압 (2ms/div, 200v/div)

선간전압파형으로 9전위의 PWM 출력파형을 보인것이다. 그림7(b)를 나타낸 식(10)의 고조파성분에서  $2k+1$ 의 값이 3배수 이거나  $\cos n\pi$ 의 값이 -1 이되는 k값과 n값에서는 고조파가 발생되지 않음을 알 수 있다.

4. 결 론

- 1) 스위칭회로로 부터 직접 9전위인 다중 계단파의 PWM 출력전압을 갖는 인버터를 제시하였다.
- 2) 스위칭소자는 다중 계단파의 반주기씩 스위칭 동작을 부담하므로 스위칭전력손실이 적다.
- 3) 운전세분은 변조스위칭의 위치를  $10^{-6}$ 타입오차로 한 디지털신호로 구동되므로 안정된출력을 갖는다.
- 4) 출력전압의 고조파는  $2k+1$ 이 3배수일때와  $\cos n\pi$ 의 값이 -1 이되는 위치에서 발생되지 않는다.

参 考 文 献

- 1) A. Nabe, "A new neutral-point-clamped PWM Inverter", IAS annual meeting, pp.761-766, 1980.
- 2) J.S.Lee, "A new digital method for staircase wave PWM inverter", KIEE, 37, 2, pp.80-88, 1988.
- 3) 松井 景樹, "PWM 트랜지스터 인버터에 있어서 電流平衡リアクトルを用いた素子の 並列接続", 電氣學會論文誌 B, pp.49-56, 1984.