

저 잡음 PWM인버터를 위한 최적패턴에 관한 연구

김영철* 박용식* 배정열* 우정인* 이현우**

*. 동아대학교 전기공학과 **. 경남대학교 전기공학과

A study on the Optimal Pattern for Low Noise PWM Inverter

Y.C Kim*0 Y.S Park* J.Y Bae* J.I Woo* H.W Lee**

*. Dept. of Electrical Eng. Dong-A Univ.
 **. Dept. of Electrical Eng. KyungNam Univ.

(Abstract)

As the adjustable speed drives by means of PWM inverter are applied to a wider field of industries, the demands for lower acoustic noise caused by modulation is becoming more intense. With the development of high speed power semiconductor device such as the IGBTs, a higher carrier frequency can be adopted to increase the switching frequency to the supersonic range. The optimal magnitude of this signal is determined so that the sideband components near the carrier frequency are minimized

II-1 정현파 PWM파형 해석

인버터 시스템의 구동방법으로 펄스폭 변조 방식이 많이 이용되고 있는데, 전압형 인버터에 대해서는 삼각파 캐리어 신호와 정현파를 비교하여 변조하는 통상적인 정현파 PWM방식과 특정한 고조파를 소거하는 스위칭 각도를 수치해석법으로 구하여 변조하는 특정 고조파를 소거하는 방법이 많이 이용되고 있다. 이 방법들은 모두 저차 고조파를 감소시키면서 출력 전압의 진폭을 변화시킬 수 있다. 유도전동기를 구동하기 위한 기본적인 3상 PWM인버터의 회로 구성도를 그림 1과 같이 나타내었다.

I. 서론

PWM제어 인버터 구동에 의한 교류전동기 시스템의 고효율 운전 시스템은 급진적으로 연구되고 있다. 인버터에 의해서 교류전동기를 가변속구동하는 경우, 인버터 출력평균전압파형은 가변주파수, 가변전압의 정현파형이 되는 것이 이상적이다. Link converter를 전원으로 하는 인버터는 본래 구형파의 출력전압을 가지므로 파형개선의 연구와 스위칭 잡음 문제 및 토오크출력 증대의 연구는 필수적 연구 과제이다.

본 논문에서는 저 잡음 인버터 구동장치를 얻기 위해서 고속 스위칭소자인 IGBT를 도입하였으며, 고조파성분을 가청주파수 영역 이상으로 이동시키는 방법과 직류전전압의 유효한 이용을 위하여 기본파성분 진폭치를 증가시킬 수 있는 방법을 제시하고, 입력전원측의 역률개선 및 소자의 열화를 줄이고자 한다.

스위칭 전원에 의해 운전되고 있는 교류전동기에서 펄스입력에 따르는 전지력 변환때에 생기는 소음원을 제거하기 위해서 상전압지역에 제 3구형파를 중첩시키면, 출력전압의 기본파성분을 변화시키지 않고, PWM에 의해 발생하는 고조파성분을 저감시킬수 있음에 주목하여 제 3구형파를 중첩함으로써 저역 측파대를 저감할 수 있는 패턴을 얻었다.

또한, 일반적으로 사용되는 인버터에서 고효율, 저 잡음 운전을 위하여 캐리어주파수를 가청주파수영역 이상(20[KHz])으로 올리는 방법이 사용되고 있으나, 본 논문에서 제안된 PWM패턴 방식에서는 가청주파수영역 내(10[KHz])에서도 같은 효과를 얻을 수 있음을 입증하고자 한다.

II. PWM인버터의 제어 알고리즘

PWM 인버터에서 발생하는 잡음은 인버터소자와 전동기에서의 반작용전동과 특정고조파성분에 기인하여 발생한다. 따라서, PWM파형에 불필요한 주파수성분과 진동스위칭을 저감시키기 위해 일반적인 정현파 PWM파형을 해석하며 제안된 파형에서 5구간으로 해석하고 저차고조파를 저감할 수 있는 패턴을 제안하였다.

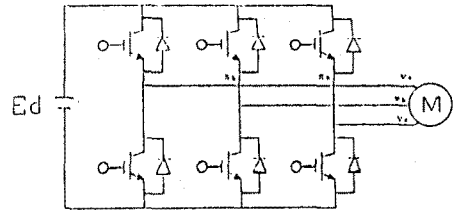


Fig.1. Three-phase of PWM inverter using IGBT

인버터에 있어서 PWM변조신호는 3상 정현파와 삼각파의 변조신호를 비교하기 때문에 인버터의 출력 선간전압을 정현파로 하기 위하여 변조신호는 반드시 정현파가 될 필요가 없다. 일반적인 3상 PWM 인버터 출력파형은 그림 2와 같고, 그림 2-(a)에서 삼각파 반송신호 eb는 진폭 Eb와 각주파수 ωb를 갖는다. 정현파 변조신호 eu, ev, ew는 3상의 순시상전압을 나타내며, 진폭 Es와 각 주파수 ωs를 갖는 평형 3상전압이다.

PWM파형 E00는 그림(2)-(b)에 보여주며, 출력파형을 2중 복소 푸리에 급수로 전개하면 식(1), (2)와 같다.

$$E_{00}(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} \cdot \exp\{j(m\omega_b t + n\omega_s t)\} \quad (1)$$

$$K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} E_d \cdot \exp[-j(m\omega_b t + n\omega_s t)] \quad (2)$$

단, K_{mn} 는 복소 푸리에 계수이고,

여기서, $\begin{cases} m=0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ n=0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}$ 이다.

파형 E_{00} , E_{0w} 도 동일한 형식으로 표현 될 수 있다. PWM 선간 전압 V_{uv} 는 그림 2-(e)에 보여주고, 3상 평형의 경우 선간전압 $V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t)$ 는 식(3)로 표현 된다.

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} \lambda_n \cdot \exp[j(m\omega_b t + n\omega_s t)] \quad (3)$$

여기서,

$$\lambda_n = 1 - \exp[-j(2/3)n\pi] = [(1-(-1)^n)\cos(n\pi/6) - j[1+(-1)^n]\sin(n\pi/6)\exp[j(n\pi/6)]] \quad (4)$$

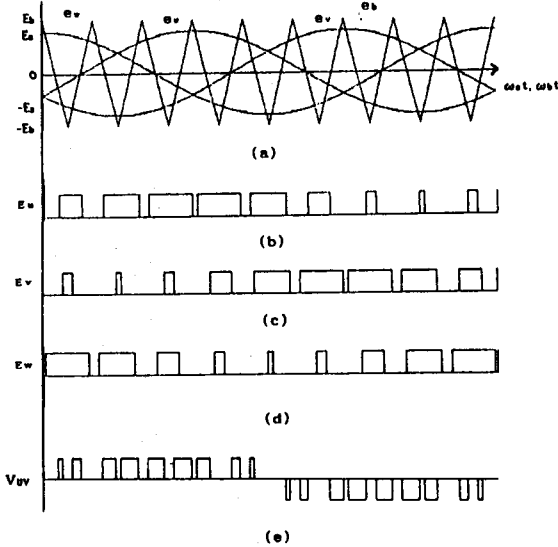


Fig. 2. Conventional three-phase PWM inverter waveforms.

따라서, PWM선간전압 파형은 식(4)의 계수 λ_n 를 식(3)에 대입 하므로써 얻을 수 있다. 푸리에 계수 K_{mn} 는 반송파와 변조파의 교점으로 부터 얻어진 Sampling 각으로부터 유도 된다. 그림 2에서 보여준것은 3상 변조신호에 대한 결과이며, 기본파 출력전압 파형 $V_0(uv)$ 는 식(5)와 같고

$$V_0(uv) = (\sqrt{3}/2)ME_s \sin(\omega_s t + \pi/6) \quad (5)$$

이때 진폭은

$$V_{0s}(uv) = (\sqrt{3}/2)ME_d \quad (6)$$

여기서, $M=(E_s/E_b)$ 는 변조도이고, 기본파 성분의 최대값은 $M=1$ 일때 $0.87E_d$ 이다. 고조파성분을 해석하기 위하여 Bessel 함수를 이용하면 고조파성분 $V_h(uv)$ 에 대해서는

$$1) n=1, 3, 5, \dots$$

$$k=3(2m-1)\pm 1, \quad m=1, 2, 3 \dots \quad \text{경우}$$

$$V_h(uv) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{(n-1)/2} (4/n\pi) \sum_{k=2}^{\infty} J_k(\nu) (an\pi/2) \cdot 2\sin(k\pi/3) \times [\sin((k\omega_b + n\omega_s)t + k(\varphi - \pi/3)) + \sin((k\omega_b - n\omega_s)t + k(\varphi - \pi/3))] \quad (7)$$

로 되고, 각주파수 $(k\omega_b \pm n\omega_s)$ 의 고조파 성분 진폭은

$$V_{ha}(uv) = \sqrt{3}/2(4/n\pi) J_k(\nu) (an\pi/2) E_d \quad (8)$$

$$2) n=2, 4, 6, \dots$$

$$k = \begin{cases} 6m+1, & m=0, 1, \dots \\ 6m-1, & m=1, 2, \dots \end{cases} \quad \text{경우}$$

$$V_h(uv) = \sum (-1)^{n/2} (4/n\pi) \sum J_k(\nu) (an\pi/2) \cdot 2\sin(k\pi/3) \times [\cos((k\omega_b + n\omega_s)t + k(\varphi - \pi/3)) - \cos((k\omega_b - n\omega_s)t + k(\varphi - \pi/3))] \quad (9)$$

로되고, 각주파수 $(k\omega_b \pm n\omega_s)$ 의 고조파 성분의 진폭은

$$V_{ha}(uv) = \sqrt{3}/2(4/n\pi) J_k(\nu) (an\pi/2) E_d \quad (10)$$

여기서, $J_k(\nu)$ 은 k 차 Bessel함수, $\nu = m\pi/2$ 이다.

II-2. 최적 패턴 결정법

그림 3은 반송파 e_b 를 중심으로 신호파, PWM출력파형을 확대한 것이다. 그림3-(a)에 나타난 반송파 신호 e_b 와 변조신호 e_s 를 비교함에 따라 그림3-(b)와 같은 PWM출력파형을 얻을 수 있다.

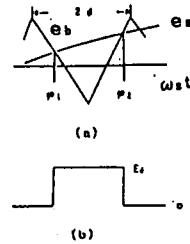


Fig. 3. Generation of pulse by means of carrier signal and sinusoidal modulating signal

반송파와 변조신호와의 교점 φ_1, φ_2 는 반송파의 각 주기에 따라 변화하는 것이므로 반송파 신호 e_b 와 변조신호 e_s 를 식(11)과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{cases} e_b = M(\omega_b t) \\ e_s = M\sin(\omega_s t + \varphi) \end{cases} \quad (11)$$

식(11)으로 부터 식(12)을 얻는다.

$$\begin{cases} \varphi_1 = -(\pi/2) \{M\cos(\omega_s t + \varphi) - 1\} \\ \varphi_2 = (\pi/2) \{M\cos(\omega_s t + \varphi) + 1\} \end{cases} \quad (12)$$

변조신호 e_s 의 한주기를 그림 4에 나타내었고, 5구간으로 나누면, 이들 Sampling 각은 다음과 같이 주어진다.

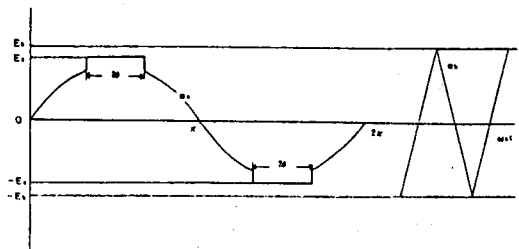


Fig. 4. sinusoidal modulating signal e_s

$$1) [0, (\pi/2) - \varphi] \text{ 구간}$$

$$\begin{cases} \varphi_{a1} = -M_t y + (\pi/2) \\ \varphi_{b1} = M_t y + (3\pi/2) \end{cases}$$

$$2) [(\pi/2) - \varphi, (\pi/2) + \varphi] \text{ 구간}$$

$$\begin{cases} \varphi_{a2} = (1-M)\pi/2 \\ \varphi_{b2} = (3+M)\pi/2 \end{cases}$$

$$3) [(\pi/2) + \varphi, (3\pi/2) - \varphi] \text{ 구간}$$

$$\begin{cases} \varphi_{a3} = M_t(y - \pi) + (\pi/2) \\ \varphi_{b3} = -M_t(y - \pi) + (3\pi/2) \end{cases}$$

4) $[(3\pi/2)-\phi, (3\pi/2)+\phi]$ 구간

$$\begin{aligned} \varphi_{a4} &= (1+M)\pi/2 \\ \varphi_{b4} &= (3-M)\pi/2 \end{aligned}$$

5) $[(3/2)+\phi, 2\pi]$ 구간

$$\begin{aligned} \varphi_{a5} &= -M_t(y-2\pi) + (\pi/2) \\ \varphi_{b5} &= M_t(y-2\pi) + (3\pi/2) \end{aligned}$$

푸리에 계수 K_{mn} 은 식(13)으로 표현 될 수 있다.

$$\begin{aligned} K_{mn} &= [1/(2\pi)^2] \left\{ \int_0^{(\pi/2)-\phi} \int_{\varphi_{a1}}^{\varphi_{b1}} e(\chi, y) d\chi dy \right. \\ &+ \int_{(\pi/2)-\phi}^{(\pi/2)+\phi} \int_{\varphi_{a2}}^{\varphi_{b2}} e(\chi, y) d\chi dy \\ &+ \int_{(\pi/2)+\phi}^{(3\pi/2)-\phi} \int_{\varphi_{a3}}^{\varphi_{b3}} e(\chi, y) d\chi dy \\ &+ \int_{(3\pi/2)-\phi}^{(3\pi/2)+\phi} \int_{\varphi_{a4}}^{\varphi_{b4}} e(\chi, y) d\chi dy \\ &\left. + \int_{(3\pi/2)+\phi}^{2\pi} \int_{\varphi_{a5}}^{\varphi_{b5}} e(\chi, y) d\chi dy \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

여기서, E_b : 반송파 진폭, E_s : 변조신호 진폭

$$E_s \leq E_b, M = E_s/E_b \leq 1, \sigma = 1-M, \phi = (1-\sigma)\pi/2,$$

$$\chi = \omega_b t, y = \omega_s t, e(\chi, y) = E_s \exp[-j(m\chi + ny)]$$

PWM선간전압은 식(13)을 식(3)에 대입 하므로써 구해진다.

$$\begin{aligned} V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t) / E_d &= (4\sqrt{3}/\pi^2) M_t \cos\phi \sin(\omega_s t + \pi/6) \\ &- \sum_{n=3,5}^{\infty} [8M_t \cos(n\phi) / (\pi n)^2] \cdot \cos(n/6) \cosh(t+2/3) \\ &+ \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \dots}^{\infty} A_{mn} \cos[m(\omega_b t + \pi/2) + n(\omega_s t + \pi/6)] \\ &+ \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} B_{mn} \sin[m(\omega_b t + \pi/2) + n(\omega_s t + \pi/6)] \quad (14) \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} A_{mn} &= \begin{cases} -[4M_t(F_1 - F_2)/\pi n^2] \sin(n\pi/6), & n \neq \pm mM_t \\ \pm [2(G_1 - G_2)/M_t \pi^2] \sin(mM_t \pi/6), & n = \pm mM_t \end{cases} \\ B_{mn} &= \begin{cases} [4M_t(F_1 + F_2)/\pi n^2] \cos(n\pi/6), & n \neq \pm mM_t \\ \pm [2(G_1 + G_2)/M_t \pi^2] \cos(mM_t \pi/6), & n = \pm mM_t \end{cases} \\ F_1 &= \sin[(n+mM_t)\sigma\pi/2] / (n+mM_t) \\ F_2 &= \sin[(n-mM_t)\sigma\pi/2] / (n-mM_t) \\ G_1 &= m\pi n, G_2 = \sin G_1 \end{aligned}$$

따라서, 선간전압 v_{vw} 와 v_{wu} 은 식(13)에서 위상각 $\omega_s t$ 을 가지며, 각각 $2\pi/3, 4\pi/3$ 만큼 늦음을 알 수 있다. 식(13)은 PWM선간전압이 기본파 성분 ω_s 와 필요한 주파수 성분($m\omega_b, \pm n\omega_s$)로 구성되며, 변조신호의 고조파 성분들은 나타나지 않는 것을 보여준다. 저차 고조파성분은 반송파 주파수의 정수배로 분리되고, 이것은 반송파 주파수의 축파대이다. 이 축파대는 기본파 성분과 구별하기 위해서는 높은 주파수 영역에 집중된다.

III 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 방식을 각 σ 와 ϕ 의 변화에 따라 발생하는 고조파성분을 비교, 분석하였다. 전압지령에서 $60^\circ-120^\circ, 240^\circ-300^\circ$ 구간은 삼각파 캐리어의 최대치로 고정했고, 나머지 주기의 출력 선간전압은 정현파가 되도록 제어하고 있다.

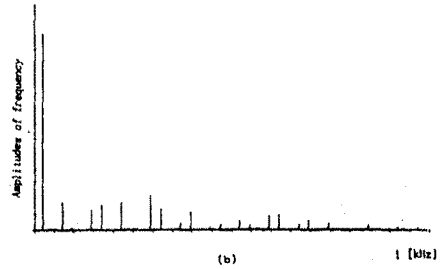
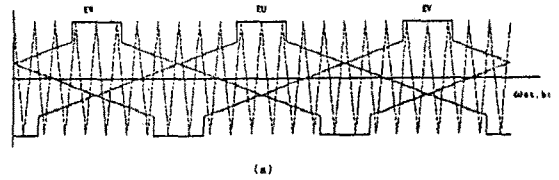


Fig.5 (a) modulated signal($f=50[Hz]$ $n=24$)
(b) Proposed ($\sigma=0.8$ $\phi=0.5$)

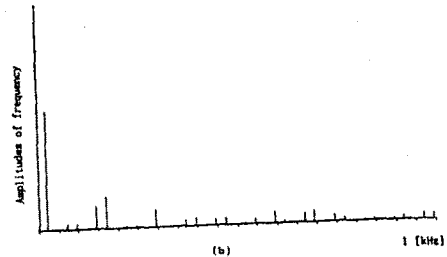
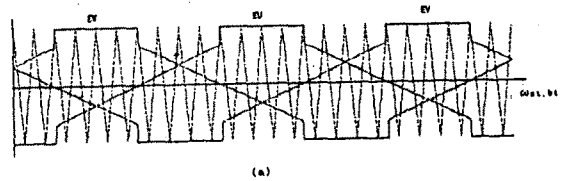


Fig.6. (a) modulated signal($f=50[Hz]$ $n=24$)
(b) Proposed ($\sigma=0.66$ $\phi=0.45$)

그림 5-(a)는 ϕ 의 간격을 45° 정도로 전압지령을 가하여 5-(b)의 고조파성분을 나타내었다. 그림 6-(a)는 ϕ 의 간격을 60° 정도로 전압지령을 가하여 6-(b)의 고조파성분을 나타내었다. 그림 5, 6, 을 비교하면 그림 6의 (b)는 5차 고조파성분은 거의 나타나지 않는 반면 제7차, 제11차 고조파성분은 나타나고 있다.

그림 5는 기본파 진폭이 다른 스펙트럼에 비해 매우 양호한 양상을 나타내는 반면 저차 고조파가 그림 6비해 비교적 많다. 따라서 유도전동기통의 구동시에는 기본파 진폭이 높은 그림 5와 같은 패턴으로 지령하여 제어하고 정상상태에 이른 경우는 그림 6과 같은 전압지령을 줌으로서 구동시에 일어나는 전자기 잡음과 정상상태 운전시 일어나는 전자기 잡음을 동시에 저감할 수 있음을 알 수 있다.

IV 결론

지금까지 저 잡음 인버터에는 20kHz 이상의 캐리어주파수가 사용되고, 캐리어주파수가 높으면 여기에 따르는 열손실과 효율의 저하, 소자의 열화가 염려되어 왔다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 감소시키기 위해서 전동기 입력 전압의 한 주기내에 1/3주기의 휴지 기간을 들이면서 스위칭수를 1/3감소시켰고, DC전압의 이용율을 높이기 위하여 Sin파 변조신호에 3차 구형파를 더하였으며, 직류전압 구간을 적절히 제어하므로써 고조파성분을 제거하고 일반적인 정현파 구동때 보다도 기동특성이 좋고, 저 잡음의 인버터 구동 시스템이 되는것을 확인 하였다.

참고 문헌

- 1) 谷口, 入江, "三相正弦波PWM 인버터のための變調信號," 日本電氣學會論文誌, Vol.105-B, No.10, pp.880 - 886 OCT. 1985.
- 2) 久米常生, 園田澄利 外, "PWM인버터における低次高調波成分の低減," 平成3年 電氣學會産業應用部門全國大會論文集, No.150, pp.648 - 651, 1991.
- 3) taniguchi and Irie, "Trapezoidal Modulating Signal for Three-Phase PWM Inverter," IEEE Trans.Indust. Elect., Vol.1E-33, No.2, pp.193 - 200 MAY. 1986.
- 4) R.M. GREEN and J.T. BOYS, "PWM Sequence Slection and Optimizatio," IEEE Vol. IA-18, pp.146 - 151,1982
- 5) K. Taniguchi and H. Irie, "Characteristics of three-phase PWM inverter based on trapezoidal signal," IEEE in Japan, Tech. Pap. Committee,SPC-84-10, Jan. 1984
- 6) 谷口, 入江, "台形波入力信號による三相インバータのPWM出力波形"日本電氣學會全國大會講演論文集.499, APR.1983
- 7) K. Taniguchi and H. Irie, "A three-phase sinusoidal PWM inverter," in IEEE Ind. Appl. Soc.Conf.Rec.,Oct. 1985, pp.1269 - 1273
- 8) T. H. Chin, M. Nakano, and Y. Fuwa, "New PWM technique using a triangular carrier wave of saturable," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, no. 3, pp.643 - 650, May/June 1984.