

PWM 인버터로 구동되는 유도전동기 시스템에서
고조파가 토크 맥동에 미치는 영향에 관한 연구

백수현* 김용** 함중걸*** 맹인재* 손종만*
*동국대 전기공학과 **대림전문대학 제어계측과 ***생산기술연구원

Influence of Torque Ripple Caused by Current Harmonics
on Induction Motor Fed PWM Inverter

S. H. Baek* Y. Kim** J. G. Ham*** I. J. Maeng* J. M. Sohn*
*Dongguk Univ. **Dae Rim Junior College ***KAITECH

Abstract It is necessary to analyze exactly the torque ripple components in the harmonics as to decrease the torque ripple. Lower harmonics influence mainly on torque ripple. Among the harmonics, the pairs of 5's, 7's and 11's, 13's are dominant, and the magnitude of each pairs of current harmonics are very significant. Therefore, for decreasing the torque ripple, current harmonic pairs of $6n \pm 1$'s orders must be simultaneously eliminated. In the case of eliminating one of current harmonic pairs, even though the magnitude of the current harmonics is small, it has great effect on torque ripple.

1. 서론

PWM 인버터로 구동되는 유도전동기 시스템에서 고조파에 의한 토크의 맥동과 그로 인한 소음, 진동의 저감에 대해 많은 연구결과가 발표되고 있다. 유도전동기의 소음과 진동 발생에 가장 큰 영향을 미치는 요인으로는 토크의 맥동성분을 들 수 있는데 이와같은 토크의 맥동성분은 인버터 출력전압에 포함된 고조파가 주 원인이 된다.

그 결과 인버터의 출력전압에 포함된 고조파가 토크의 맥동에 미치는 영향을 파악하기 위해서는 유도전동기의 토크에 포함된 맥동토크의 해석과 동시에 인버터 출력전압에 포함된 고조파 성분의 해석이 필요로 된다.

본 연구에서는 유도전동기 시스템의 입력전압에 포함된 고조파를 제거한 경우와 제거하지 않은 경우에 대해 유도전동기의 상전류와 토크를 FFT로 분석하여 고조파 차수에 따른 토크의 맥동성분을 분석하고, 이로부터 전원 전압에 포함된 고조파와 토크 맥동성분 사이의 관계를 해석함으로써 토크의 맥동 및 그로 인한 소음 및 진동의 저감 대책에 관한 기초 자료를 얻고자 한다.

2. 유도전동기의 d-q 모델

2.1 동기회전좌표계로 표현한 유도전동기의 d-q 모델

유도전동기의 전압방정식은 식(2.1)의 행렬식의 형태로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_{\sigma} \\ v_d \\ v_{\sigma} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & w_r L_s \\ -w_r L_s & R_s + SL_s \\ SL_m & (w_s - w_r) L_m \\ -(w_s - w_r) L_m & SL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\sigma} \\ i_d \\ i_{\sigma} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

여기서, S는 라플라스 연산자(Laplace operator)이다. 또한 식(2.2), (2.3)는 토크에 대한 방정식을 나타낸다.

$$T_e - T_L = J \frac{dw_m}{dt} = \frac{2}{p} J \frac{dw_r}{dt} \quad (2.2)$$

여기서, T_e 는 전동기의 발생 토크, T_L 는 부하, J는 관성 모멘트이다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) L_m (i_{\sigma} i_{dr} - i_{d\sigma} i_{\sigma r}) \quad (2.3)$$

따라서 식(2.1), (2.2), (2.3)를 이용하여 유도전동기에 대한 정상상태 및 과도상태의 특성을 해석할 수 있다.^[5]

3. PWM 인버터-유도전동기 시스템

3-1 전압형 인버터(VSI)

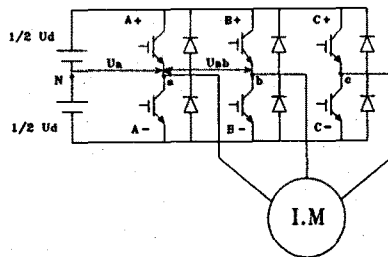


그림 3.1 IGBT를 사용한 3상 전압형 인버터의 회로도

그림 3.1은 3상 인버터의 구성을 나타낸다. 그림 3.1에서 N은 DC공급전압 U_d 의 이론적인 중성점을 나타낸다. 스위칭소자의 A+, B+, C+는 PWM파형에서 정전압일 때 동작하며, A-, B-, C-는 부전압일때 동작한다. 전압 U_a , U_b 는 인버터의 상전압, 전압 U_{ab} 는 인버터의 선간전압을 나타낸다.

이때 각 유도전동기의 상전압 V_a , V_b , V_c 와 인버터의 출력전압 V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} 사이에는 식(3.1)의 관계가 성립된다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

그림 3.2는 인버터의 상전압 파형이며 $\pi/2$ 에 대해 반파대칭으로 가정한다.

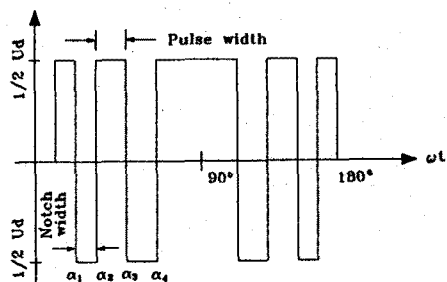


그림 3.2 인버터의 PWM파형

여기서, 편스의 크기는 $\pm \frac{1}{2} U_d$ 이며, $0 \sim \pi/2$ 사이의 스위칭 펄스들 $i = 1, 2, \dots, M$ 이라 할 때 스위칭각 α_M 은 식(3.2)를 만족해야 한다.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \dots \leq \alpha_{M-1} \leq \alpha_M \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.2)$$

그림 3.2의 인버터 상전압을 푸리에 급수로 전개하여 고조파 전압의 크기를 구하면 식(3.3)과 같다.

$$U_K = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U(a) \sin k a da$$

$$= \frac{4U_d}{k\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos k \alpha_i] \quad (3.3)$$

여기서, k 는 고조파 차수이다.

윗 식(3.3)에서 특정 고조파 제거를 위한 노치각(Notch Angle) α_M 를 구하여 대입하면 임의의 특정 고조파를 제거할 수 있다.⁽¹¹⁾

3-2 인버터 출력전압의 d-q 축 변환

유도전동기의 상전압 v_{as} , v_{bs} , v_{cs} 를 동기회전좌표계의 d-q축 성분으로 나타내면 식(3.4)와 같다.

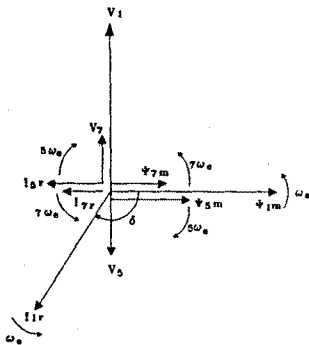
$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega_s t & -\sin \omega_s t \\ \sin \omega_s t & \cos \omega_s t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

윗 식(3.4)을 이용하여 인버터의 출력전압을 d-q 축으로 변환하여 식 (2.13)의 전압방정식에 대입함에 따라 인버터-유도전동기 시스템을 나타낼 수 있게 된다.⁽¹³⁾

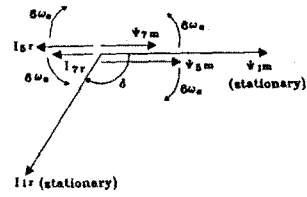
4. 고조파에 의한 토크 맥동

맥동 토크는 공극자속과 다른 차수의 회전자 기자력과의 상호작용에 의하여 발생한다. 일반적으로 토크는 공극자속, 회전자 전류 및 공극자속과 회전자 전류의 위상각에 의하여 표현된다. 공극자속의 고조파 성분은 같은 주파수의 회전자 전류를 유기($s_n = 1$)하므로 토크는 고조파 공극자속과 같은 방향으로 발생한다. 그림 4.1의 (a)는 기본파, 5차 및 7차 고조파 성분의 자속, 전류의 벡터도를 나타낸다.

만약 자속의 위상이 $t = 0$ 인 순간에 동위상이라고 가정하면 각 고조파 전압은 그림 4.1과 같은 동차의 자속과 회전자 전류를 유기하게 된다. 동기회로상의 5차, 7차 고조파 임피던스를 무시하면 고조파 전류와 자속사이에는 180° 의 위상차가 발생된다. 기본파와 7차($7\omega_s$) 고조파 성분의 자속이 시계방향으로 회전한다고 하면, 5차 고조파 성분의 자속은 반시계방향으로 $5\omega_s$ 의 속도로 회전한다.



(a) 기본파, 5차 및 7차의 고조파성분의 전압, 전류 및 자속의 벡터도



(b) 6차 고조파 토크의 벡터도

그림 4.1 6차 고조파 토크의 벡터도

그림 4.1의 (b)는 그림 4.1의 (a)가 시계방향으로 ω_s 로 회전할 때의 고조파 토크의 발생을 표시하는 벡터도로 그림 4.1의 (b)로부터 5차, 7차 고조파 전류와 기본파 자속의 상호작용에 의하여 6차 고조파 토크가 발생함을 알 수 있다. 수학적으로 6차 고조파 토크를 표현하면 식(4.1)과 같다.

$$T_{6s} = \phi_{1m} I_{7r} \sin(\pi - 6\omega_s t) + \phi_{7m} I_{5r} \sin(\delta + 6\omega_s t) + \phi_{5m} I_{7r} \sin(\pi + 6\omega_s t) + \phi_{5m} I_{5r} \sin(\delta - 6\omega_s t) \quad (4.1)$$

$$= \phi_{1m} (I_{7r} - I_{5r}) \sin 6\omega_s t + I_{5r} (\phi_{7m} + \phi_{5m}) \cos 6\omega_s t$$

여기서 $\delta \approx 90^\circ$ 로 가정하였다.

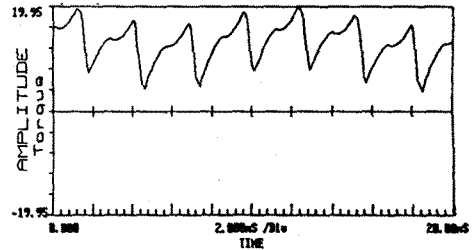
고조파 자속 ϕ_{7m} 과 ϕ_{5m} 과 매우 작으므로 식(4.1)의 두번째 항은 무시할 수 있다. 그리고 T_{s12} , T_{s18} , T_{s24} 등도 식(4.1)과 같은 형태로 표시할 수 있다.⁽¹⁵⁾

5. 고조파 특성해석을 위한 시뮬레이션

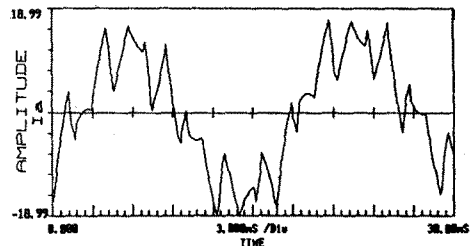
SHE(Selected Harmonics Elimination)방법에 의해서 5차 고조파를 제거한 경우와 5차, 7차, 11차 및 13차 고조파를 제거한 경우 각각에 대해 토크와 고정자 한상의 전류를 구하였다. 고조파에 의한 토크 맥동은 특정 고조파의 영향이 아닌 5차와 7차, 11차와 13차 등 $6n \pm 1$ 차 고조파 쌍에 의하여 영향을 받게 된다.

그림 5.1은 SHE 방법에 의하여 2, 5차 고조파를 제거한 경우 PWM 전압파형과 토크, 전류파형 및 고조파 스펙트럼을 나타낸다.

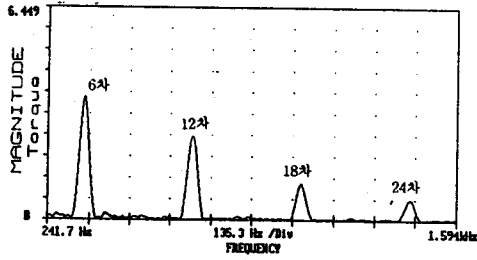
그림 5.2는 SHE방법에 의하여 5차, 7차, 11차 및 13차 고조파를 제거한 경우 PWM 전압파형과 토크, 전류파형 및 고조파 스펙트럼을 나타낸다. 토크 맥동은 고차 고조파의 크기가 저차 고조파에 비하여 매우 작기 때문에 고차 고조파는 토크 맥동에 큰 영향을 미치지 않음을 알 수 있다.



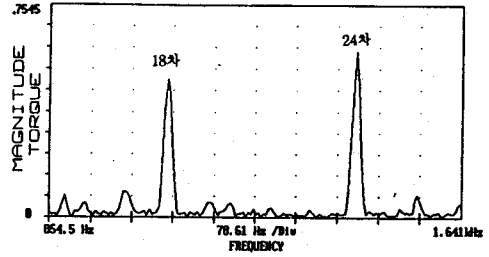
(a) 토크



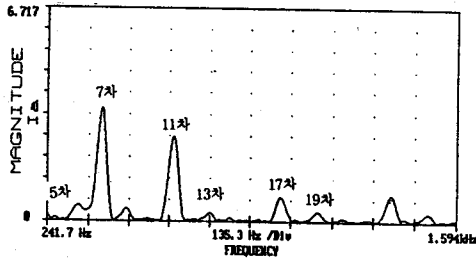
(b) a상 전류



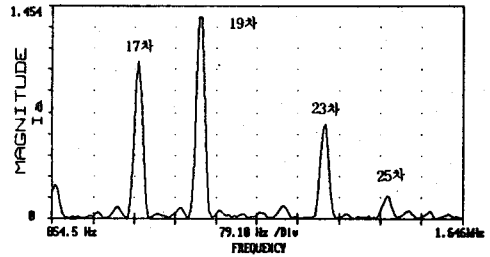
(c) 토오크 스펙트럼



(c) 토오크 스펙트럼



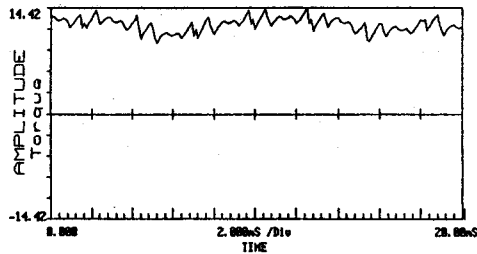
(d) a상 전류 스펙트럼



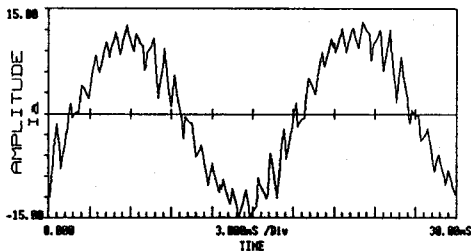
(d) a상 전류 스펙트럼

그림 5.2 5, 7, 11 및 13차 제거, M=4

그림 5.1 5차 고조파 제거, M=2



(a) 토오크



(b) a상 전류

6. 결론

유도전동기에 있어서 토오크의 맥동은 제어특성의 악화, 진동 및 소음발생에 주 원인이 되는 이미 잘 알려진 사실이다. 그러므로 토오크 맥동의 감소를 위해서는 고조파 차수에 따른 토오크 맥동성분에 대한 정밀한 해석이 필요로 된다.

토오크 맥동은 주로 저차 고조파에 의해 영향을 받게 된다. 그 중 5차와 7차 및 11차와 13차의 쌍이 지배적이며, 각 전류 고조파 쌍의 크기의 차가 매우 중요한 요인으로 작용한다. 그러므로 토오크 맥동을 줄이기 위해서는 $6n \pm 1$ 차의 쌍을 동시에 제거해야만 하며 고조파의 쌍 중 어느 하나만을 제거했을 경우에는 그 고조파의 크기가 비록 작더라도 토오크 맥동에 미치는 영향은 매우 크게 된다.

그러므로 SHE방법이나 토오크 맥동의 최소화를 위한 Optimal PWM 방법에 이와 같은 영향을 고려해야 한다. 즉, SHE방법에서는 $6n \pm 1$ 차의 고조파 쌍을 항상 제거해야 하며, 기존의 Optimal PWM방법의 경우 고조파 손실을 최소화하는 평가함수에서 출발하였기 때문에 이러한 현상이 무시되었으므로 토오크 맥동을 최소화하는 PWM방법에서 새로운 평가함수를 고려해야 할 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] PRAND N. ENJETI, Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics : A Critical Evaluation, IEEE Trans. I.A Vol.26, NO.2, 1990
- [2] S.R. Bowes, Harmonic Minimization in Microprocessor Controlled Current Fed PWM Inverter Drives, IEE Proc. Vol.134, Pt. B, NO.1, 1987
- [3] S.R. Bowes, Digital Computer Simulation of Variable Speed PWM Inverter-Machine Drives, IEE Proc. Vol.130, Pt. B, No.3, 1983
- [4] S.R. Bowes, Computer Aided Design of PWM Inverter System, IEE Proc. Vol. 129, Pt. B, NO.1, 1982
- [5] B.K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986