

전압원 인버터 패형에 따른 견인 전동기의 맥동 토오크 해석

리 기 흥⁰, 윤 신 용, 김 용, 백 수 현, 강 호 성
동국 대학교 전기공학과

The Analysis of the torque ripple of Traction Motor in the VSI system

Kee-Hong Rhee, Shin-Yong Yun, Yong Kim, Su-Hyun Baek, Ho-Sung Kang.
Department of Electrical Engineering, Dongguk University.

Abstract - Traction Motor is being transferred to the squirrel cage induction motor from D.C motor, by the improved power semiconductors like GTO, IGBT, etc. In the Induction Motor, inverter system must be used for delivering variable voltage variable frequency. But, by pulsating in the system the harmonics would be produced, and that cause the torque ripple and enfeeble the dynamic characteristics of the motor. So, to use the inverter system, we should take the torque ripple into consideration. To minimize the torque ripple in the VSI fed Traction Motor, the optimal pulsating was presented in this paper. By using the SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) method, feeding the appropriate pulse, we can minimize the torque ripple and improve the transient response.

1. 서 론

오늘날 전력전자의 발달과 마이크로 프로세서의 고성능화에 힘입어 유도 전동기의 가변속제어가 일반화되고 있다.

유도전동기는 정류자와 브러시에 대한 보수 및 점검을 요구하지 않으며, 정류에 의한 회전속도의 제한이 따르지 않으므로 직류기에 비해 고속화 및 소형·경량화가 가능하다.

한편, 철도 차량 견인용으로서 종래의 직류전동기에서 점차 유도 전동기로의 대체가 이루어지는 추세에 있으며, 철도 차량용 전동기는 철도 차량이 지니는 빈번한 기동과 정지, 원활한 속도제어, 순간적인 급제동과 또는 운전시간 대부분을 견인용 전동기의 정격속도 이하로 운전하여야 하는 난점을 극복하여야 한다.

그런데, 현재 유도전동기를 철도 차량 견인용으로 이용하는 경우 제어전압원으로 구형과 인버터를 사용하고 있으나, 인버터의 출력 전압에 포함된 고조파 성분은 유도전동기를 저속·경부하로 운전하는 경우 발생하는 진동 및 소음의 원인 중 하나로 지적되고 있다.

따라서, 본 연구에서는 현재 구형과 전압원 인버터로 구동되는 유도전동기의 저속·경부하 운전시 발생하는 진동 및 소음 문제를 개선하기 위해 제어전압원으로서 PWM 인버터의 펄스수를 대상으로 유도전동기의 기동시는 물론 속도변화에 따른 토오크특성에 대한 시뮬레이션을 통하여 철도 차량 견인 전동기의 가변속제어에 있어서 발생하는 진동 및 소음 문제를 개선하고자 한다.

2. 견인 전동기의 d-q 모델^[2]

전동기의 인가전원이 3상 평형이고, 공간기자력의 분포가 정현적이라 가정한다면 시변 매개 변수를 Reference Frame 이론으로 제거할 수 있고, 매개 변수들을 상호 분리된 d-q축의 직교 좌표축으로 변환하여 표현할 수 있다.^{[2][3]}

3상 좌표축을 고정자에 고정된 기준축과 회전자 기준축의 2축 좌표축으로 변환하여 표현하면, 식 (2-1)과 같다.

$$F_{dq} = K F_{abc} \quad (2-1)$$

$$K = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \cos \theta \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} \quad \frac{1}{2} \quad \frac{1}{2} \end{vmatrix} \quad (2-2)$$

θ 는 두 좌표계 사이의 변위각으로 상대 각속도 w 에 대한 함수이다.

식(2-3)은 동기회전좌표로 표현된 전압방정식을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} v_{ax} \\ v_{dx} \\ v_{ay} \\ v_{dy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_t & w_s L_t \\ -w_s L_t & R_s + SL_t \\ SL_m & (w_s - w_r)L_m \\ -(w_s - w_r)L_m & SL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ax} \\ i_{dx} \\ i_{ay} \\ i_{dy} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

(S는 라플라스 연산자)

공극자속과 회전자자력의 상호작용에 의한 발생토오크는 식(2-4)과 같다.

$$T_s = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \phi_m \times I_r \quad (2-4)$$

$$T_s = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) (\phi_{dm} i_{ar} - \phi_{mr} i_{dr})$$

$$= \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) L_m (i_{ar} i_{dr} - i_{ar} i_{dr}) \quad (2-5)$$

$$T_s - T_L = J \frac{dw_m}{dt} = \frac{2}{p} J \frac{dw_r}{dt} \quad (2-6)$$

이다. (T_L 는 부하토오크, p 는 극수, J 는 관성계수).

3. 인버터 방식에 의한 토오크 맥동

3-1 전압형 인버터(VSI)

전류형 인버터는 1)제어 회로가 복잡하고 2)설계시 누설 인더턴스 문제와 3)회전자에서의 표피효과(Skin Effect)를 고려하여야 한다는 점, 4)부하전류 인버터(Load Commutated Inverter)이므로 전압 스파아크가 커서 전동기 동작에 영향을 미치는 등의 문제점을 앓고 있어, 대용량 부하의 경우 전압형 인버터(Voltage Source Inverter)가 유리하다.^[5]

전압 U_a , U_b 를 인버터의 상전압, 전압 U_{ab} 를 인버터의 선간전압이라 할 때, 유도전동기의 상전압 V_{as} , V_{bs} , V_{cs} 와 인버터의 출력전압 U_{a0} , U_{b0} , U_{c0} 사이에는 식(3-1)과 같은 관계가 성립한다.^[4]

$$\begin{vmatrix} v_{ax} \\ v_{bx} \\ v_{cx} \end{vmatrix} = \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{vmatrix} \quad (3-1)$$

식(3-2)는 유도전동기의 상전압을 $d^* - q^*$ 의 정지좌표계로 나타낸 것이다.

$$\begin{vmatrix} v_{ax} \\ v_{bx} \\ v_{cx} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} v'_{ax} \\ v'_{bx} \\ v'_{cx} \end{vmatrix} \quad (3-2)$$

또한, 유도 전동기의 상전압을 동기 회전 좌표계의 $d - q$ 축 성분으로 나타내면,

$$\begin{vmatrix} v_{ax} \\ v_{bx} \\ v_{cx} \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \cos w_f t & -\sin w_f t \\ \sin w_f t & \cos w_f t \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} v'_{ax} \\ v'_{bx} \\ v'_{cx} \end{vmatrix}$$

과 같다.

3-2. SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) 방식에 의한 결과 및 검토

본 논문에서는 가변전압 가변주파수로 제어되는 전인용 3상 4극 농형 유도전동기를 대상으로 특성해석을 하였다.

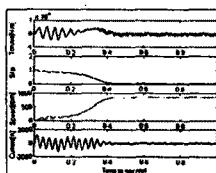
(가) SPWM 방식^{[1][6][7]}

정현파 변조 신호에 의한 PWM 방식에 있어, 정류된 직류전압은 $V_{DC} = \sqrt{2} V_e$ 이고, 인버터 출력의 상전압은 실측치로서 $V_{out} = \frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}}$ 이므로 출력 상전압은 $\frac{V_e}{2}$ 가 된다.

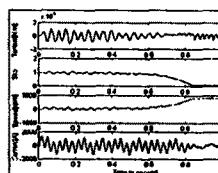
따라서, 선간전압은 입력전압의 86.6%로 $V_{out} = \sqrt{3} \frac{V_e}{2}$ 이다.

(나) 결과

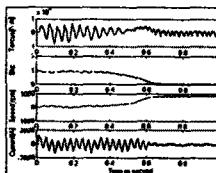
그림 3-3은 30Hz 운전시 각 pulse에 대한 토크, 슬립, 속도 및 전류 등에 대한 과정이다.



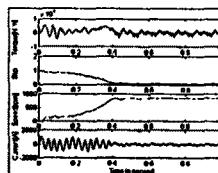
(a) 4 pulse인 경우
(a) 4 pulse mode



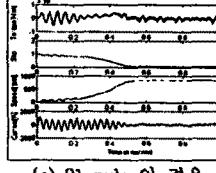
(b) 9 pulse인 경우
(b) 9 pulse mode



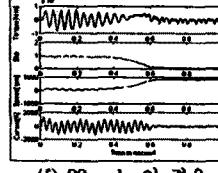
(c) 15 pulse인 경우
(c) 15 pulse mode



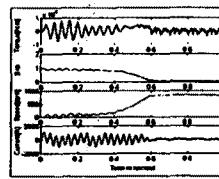
(d) 16 pulse인 경우
(d) 16 pulse mode



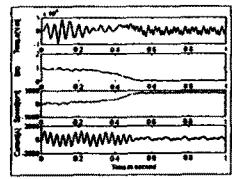
(e) 21 pulse인 경우
(e) 21 pulse mode



(f) 22 pulse인 경우
(f) 22 pulse mode



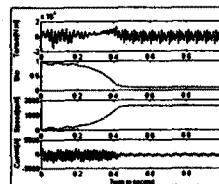
(g) 27 pulse인 경우
(g) 27 pulse mode



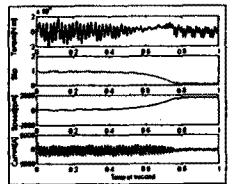
(h) 28 pulse인 경우
(h) 28 pulse mode

그림 3-3 각 pulse에 대한 30Hz에서의 운전
Fig. 3-3 The characteristic curve for some pulses at 30Hz

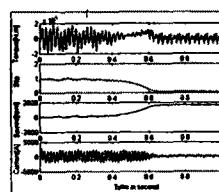
그림 3-4는 60Hz에서의 각 pulse 수에 대한 과정을 나타낸다.



(a) 4 pulse인 경우
(a) 4 pulse mode



(b) 16 pulse인 경우
(b) 16 pulse mode



(c) 28 pulse인 경우
(c) 28 pulse mode

그림 3-4 각 pulse에 대한 60Hz에서의 운전
Fig. 3-4 The characteristic curve for some pulses at 60Hz

전인전동기의 운전에 있어, 특정 속도로 운전하기 위한 펄스수는 해당 주파수에서의 운전에서 초기 과도특성의 시구간이 짧고, 과도값이 작은 pulse 값을 최적 조건으로 하여 운전하고, 최종 운전조건의 펄스수는 해당 주파수에서의 정상상태 운전의 맥동이 최소가 되는 pulse 값에 의해서 운전되어야 한다.

따라서, 다음과 같은 pulse 값에 의해 운전될 때 각 주파수에서의 맥동 토크를 최소화 할 수 있었다.

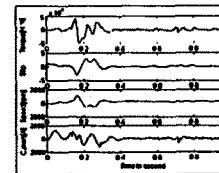


그림 3-5 28 pulse에 의한
10Hz에서의 운전
Fig. 3-5 The characteristic
curve for 28pulse at 10Hz

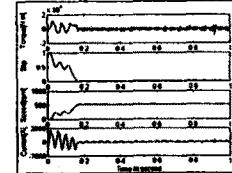


그림 3-6 9 pulse에 의한
18Hz에서의 운전
Fig. 3-6 The characteristic
curve for 9pulse at 18Hz

그림 3-5,6으로부터, 20Hz미만의 저주파수 영역에서 최초 구동을 행하는 경우에 있어, 10Hz에서의 운전은 과도응답 구간에서의 맥동 토크가 혀용치를 벗어나므로 이를 보정한 최적 주파수는 18Hz임을 알 수 있다.

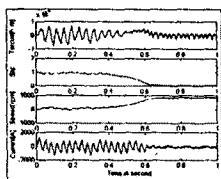


그림3-7 15 pulse에 의한
30Hz에서의 운전
Fig. 3-7 The characteristic
curve for 15pulse at 30Hz

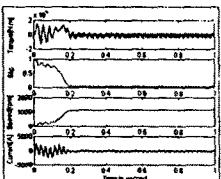


그림3-8 22 pulse에 의한
40Hz에서의 운전
Fig. 3-8 The characteristic
curve for 22pulse at 40Hz

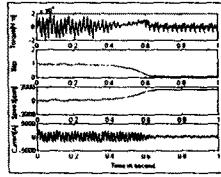


그림3-9 28 pulse에 의한
60Hz에서의 운전
Fig. 3-9 The characteristic
curve for 28pulse at 60Hz

그림 3-6~3-10으로부터, 18Hz에서는 9 pulse에 의해서, 30Hz에서는 15 pulse에 의해서 40Hz에서는 22 pulse에 의해서, 60Hz에서는 28 pulse에 의해서 70Hz에서는 10 pulse에 의해서 운전하는 것이 최적 운전임을 알 수 있었다.

그림 3-11~3-13은 정속운전시의 pulse수와 변속운전시의 pulse 수에 의한 운전 특성을 비교한 것이다.

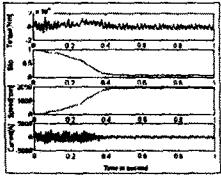
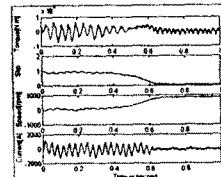
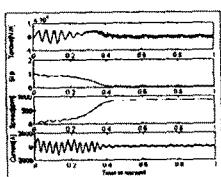


그림3-10 10 pulse에 의한
70Hz에서의 운전
Fig. 3-10 The characteristic
curve for 10pulse at 70Hz



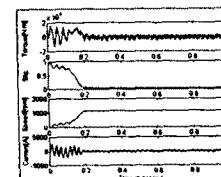
(a)15 pulse의 경우
(a)In the case of 15pulse



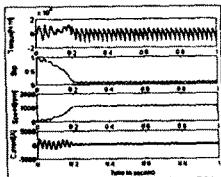
(b)4 pulse의 경우
(b)In the case of 4pulse

그림 3-11 30Hz에서의 운전

Fig. 3-11 The characteristic curve at 30Hz



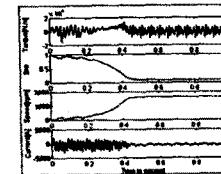
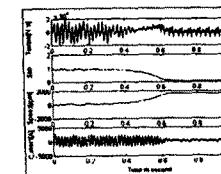
(a)22 pulse인 경우
(a)In the case of 22pulse



(b)21 pulse인 경우
(b)In the case of 21pulse

그림 3-12 40Hz에서의 운전

Fig. 3-12 The characteristic curve at 40Hz



(a)28 pulse의 경우

(a)In the case of 28pulse

(b)4 pulse의 경우

(b)In the case of 4pulse

그림 3-13 60Hz에서의 운전

Fig. 3-13 The characteristic curve at 60Hz

변속운전에 있어서서의 각 주파수에 대한 pulse 수는 파도 용답 구간의 시지연 및 맥동을 최소화하는 pulse 수로 선정될 수 있음을 알 수 있었다.

이상의 시뮬레이션을 통해, 최적 운전 조건에 도달하기 위하여 저주파수로부터의 변속에 있어서 30Hz/15pulse의 운전을 위해서는 최초 18Hz/9pulse에서 30Hz/15pulse로 절환하고, 40Hz/22pulse로의 운전을 위해서는 18Hz/9pulse → 30Hz/3pulse → 40Hz/22pulse로 절환, 60Hz/28pulse로의 운전을 위해서는 18Hz/9pulse → 30Hz/3pulse → 40Hz/21pulse → 60Hz/28pulse로 절환, 70Hz/10pulse로의 운전을 위해서는 18Hz/9pulse → 30Hz/3pulse → 40Hz/21pulse → 60Hz/4pulse → 70Hz/10pulse로 절환하는 것이 타당함을 알 수 있다.

4. 결론

현재 사용되고 있는 견인용 유도전동기는 구형파에 의해 구동되어 가변속 운전시 맥동과 시지연, 저속·경부하에서의 진동 및 소음이 문제가 되고 있는데, 이를 개선하기 위해 본 논문에서는 PWM Inverter를 이용하였다.

PWM Inverter를 전압원 제이 시스템으로 채용하는 경우, 빈번한 Switching으로 인한 고조파의 발생이 원인이 되어 맥동 토크크가 발생하게 되는데, 이로 인한 손실은 제어 특성을 저하시키는 원인이 되어, 전력 변환 시스템의 고장이나 오동작의 원인이 됨을 알 수 있다.

pulse 수가 많아지면 이러한 pulse의 위치 산정에 어려움이 따르게 되는 한편, 본 논문에서 채용하고 있는 전력용 반도체의 동특성에 부합하지 않으므로 pulse 수를 최소값으로 산정할 필요가 있다.

본 논문에서는 PWM Inverter에 의한 전원 인가시의 동특성을 고찰함으로써, PWM 방식에 의한 견인 전동기의 구동에 있어서 토크크의 맥동을 최소화하기 위한 방법으로 정속운전 및 변속운전에 있어 각기 다른 pulse수를 산정하여 최적의 Switching을 행함으로써 견인 전동기의 맥동 토크크를 최소화하였다.

참고 문헌

- 백 수 현, 전력전자공학, 회중당, 1996
- B. K. Bose, Power Electronics and A.C. Drives, Prentice-Hall, 1986
- Paul. C. Krause, Analysis of Electric Machinery, McGraw-Hill, 1986
- 김 용, PWM 인버터로 구동되는 유도전동기 시스템의 불안정 특성 해석, 동국대학교 대학원 박사학위 논문, 1993.
- Bimal K. Bose, Adjustable speed AC Drive Systems, IEE press, A81, pp1-21
- J. A. Houldsworth and D. A. Grant, The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM Inverter, IEEE Trans. Industry Application, Vol. IA-20, 1984
- Muhammad Harunur Rashid, Power Electronics circuit, Device, and Application, Prentice-Hall, 1993
- 대한전기학회, 고속 전철 기술 현황, 1992