

영구자석형 동기전동기 구동용 인버터의 통전각에 따른 운전 방식의 비교 분석

이승용, 윤덕용*
공주대학교 전기전자제어공학부

Comparative Analysis of Driving Methods According to Electrical Conduction Angle of Inverter for PMSM

Seung-Yong Lee, Duck-Yong Yoon*

Division of Electrical, Electronic and Control Engineering, Kongju National University

요약 본 논문에서는 영구자석형 동기전동기를 구동하는 인버터에서 사용할 수 있는 정현파 전류 운전 방식과 120도 운전 방식 및 150도 운전 방식에 대하여 각각 시뮬레이션을 수행하고 이것들의 운전 특성을 비교 분석한다. 이 운전 방식들은 통전각과 전동기의 상전류에 형태로 구분이 된다. 종래에는 인버터의 효율 향상을 위하여 정현파 전류 운전 방식과 120도 운전 방식 간의 전환 방법에 중점을 둔 연구가 많았으나, 본 논문에서는 이들 각각의 운전 방식에 대한 운전 특성을 비교 분석하여 그것들의 장점을 다양한 전환 방법으로 응용할 수 있도록 하는데 중점을 둔다. 이를 위하여 각각의 운전 방식에 대하여 전동기의 발생 토크, 속도 응답 특성, 상전류 THD에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그 결과로 정현파 전류 운전 방식이 3가지 운전 방식들 중에서 전체적으로 가장 좋은 성능을 보였고, 120도 운전 방식은 150도 운전 방식에 비하여 속도 응답 특성이 다소 우수하였으며, 150도 운전 방식은 120도 운전 방식에 비하여 상전류 THD가 낮은 것을 확인하였다.

Abstract In this study, the sinusoidal-wave driving method, six-step driving method, and twelve-step driving method, which can be used in an inverter for permanent-magnet synchronous motors, were simulated, and the results were compared to review their operating performance. These driving methods were classified according to the electrical conduction angle and phase current of the motor. Conventionally, only the transition control technique between the sinusoidal-wave driving method and six-step driving method was studied for the efficiency of the inverter. In this paper, however, comparative analysis was focused on a variety of transition control applications to use the advantages of each driving method. For this purpose, computer simulations for these driving methods were carried out to obtain the motor torque, speed control characteristics, and THD of the motor phase currents. As a result, the sinusoidal-wave driving method showed the best performance in all respects. The six-step driving method has better speed control characteristics than the twelve-step driving method, and the twelve-step driving method has a lower THD of the motor phase currents than the six-step driving method.

Keywords : PMSM, SPMSM, Sinusoidal-Wave Driving Method, Square-Wave Driving Method, Six-Step Driving Method, Twelve-Step Driving Method, Speed Control Characteristics

1. 서론

오늘날 운전 효율을 중요하게 취급하는 전동기 제어

시스템에서는 영구자석형 동기전동기(PMSM ; Permanent-Magnet Synchronous Motor)를 널리 사용한다. 이것은 회전자에 영구자석을 사용하기 때문에 회전자에서의 동

*Corresponding Author : Duck-Yong Yoon (Kongju National Univ.)

Tel: +82-10-8820-8563 email: yoon3m@kongju.ac.kr

Received February 7, 2018

Revised March 29, 2018

Accepted May 4, 2018

Published May 31, 2018

손 및 철손이 없고, 고정자에 여자 전류가 흐르지 않기 때문에 이로 인한 고정자 측에서의 손실도 감소되어 전체적으로 전동기의 운전 효율이 높다. 또한, 회전자와 자속밀도를 높게 할 수 있으므로 전동기의 중량 대 토크비를 높일 수 있다.

이러한 PMSM을 구동하는 3상 인버터에서는 정현파 전류 운전 방식(sinusoidal-wave driving method)을 널리 사용하고 있다. 이 방식에서는 전동기의 상전류가 정현파이므로 토크 리플(torque ripple)이 작고 빠른 속도 응답 특성을 갖고 있어서 서보용 속도 제어 시스템에 많이 사용되고 있다. 그러나, 시스템을 장시간 사용하여 운전 효율이 중시되는 냉장고와 같은 응용 분야나 배터리를 전원으로 사용하는 전기 스쿠터와 같은 응용 분야에서는 인버터의 스위칭 손실을 줄이기 위하여 120도 운전 방식(six-step driving method)과 정현파 전류 운전 방식을 적절히 전환하여 사용하는 방법이 연구되었다[1-3]. 120도 운전 방식은 브러시리스 직류전동기(BLDCM ; Brushless DC Motor)를 구동하는 인버터에서 주로 사용되어 왔는데, 전동기의 상전류가 구형과 형태이고 홀센서의 신호를 이용하여 항상 2개의 스위칭 소자가 전기각으로 120도 구간에만 켜지며 단순한 ON/OFF 동작만을 수행하기 때문에 인버터의 스위칭 손실이 적고 데드 타임(dead time)을 고려하지 않아도 되는 장점이 있다. 그러나, 이 방식은 상전환(commutation) 구간에서 비교적 큰 토크 리플이 발생하므로[4], 이러한 단점을 개선하기 위하여 통전각을 전방으로 30도만큼 확장한 150도 운전 방식(twelve-step driving method)이 연구되었다[5]. 현재 PMSM을 구동하기 위한 인버터에서 150도 운전 방식에 대한 연구는 극히 일부 논문에서만 이루어졌는데, 그것도 전동기의 발생 토크를 해석하는데 중점을 두었고 통전각을 만들어 내는 방법이나 속도 제어하기 위한 제어 알고리즘과 PWM(Pulse Width Modulation) 기법은 아직 연구되지 않았다[6].

본 논문에서는 3상 PMSM을 구동하는 인버터에서 사용할 수 있는 정현파 전류 운전 방식과 120도 운전 방식 및 150도 운전 방식에 대하여 각각 시뮬레이션(simulation)을 수행하고 이것들을 비교 분석하여 운전 특성을 파악하고자 한다. 이를 위하여 먼저 각 운전 방식에서 전동기의 상전류와 역기전력, 그리고 발생 토크에 대하여 분석한다. 여기서, 150도 운전 방식은 BLDCM

에서 사용한 통전각을 전방으로 30도 확장하는 방법을 사용한다. 또한 이들 3가지 운전 방식에 대하여 속도 제어 특성을 비교한다. 정현파 전류 운전 방식에서는 벡터 제어 알고리즘과 공간전압벡터 PWM(SVPWM ; Space Voltage Vector PWM) 기법을 사용하고[7], 120도 운전 방식과 150도 운전 방식에서는 속도 응답 특성을 개선하기 위하여 속도 제어기에 전류 제어기를 추가한 제어 알고리즘과 상위 스위치 PWM(upper switch PWM) 기법을 사용한다[8]. 150도 운전 방식에서는 이를 사용하기 위한 회전자 위치 측정 방법을 제시한다. 마지막으로 3가지 운전 방식에서 전동기의 운전 효율에 미치는 영향을 알아보기 위하여 상전류의 THD(Total Harmonic Distortion)를 분석한다.

2. 3가지 운전 방식의 토크 특성

PMSM에서 공간 벡터를 사용하여 3상 고정좌표계의 전압 방정식을 나타내면 식(1)과 같다.

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \{ (L_s - L_m) \mathbf{i}_s + \lambda_f e^{j\theta_r} \}$$

$$\text{단, } \mathbf{v}_s = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T, \mathbf{i}_s = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T \quad (1)$$

식(1)을 d, q 축의 동기 회전좌표계로 표현하면 식(2)와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, p 는 미분 연산자 d/dt 를 의미한다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_d - \omega_s \lambda_q$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_q + \omega_s \lambda_d$$

$$\text{단, } \lambda_q = L_q i_{qs}, \lambda_d = L_d i_{ds} + \lambda_f \quad (2)$$

정현파 전류 운전 방식을 사용하기 위해서 인버터의 출력단에서 측정된 3상 전류를 동기 회전좌표계의 d, q 축 전류로 변환하는 관계를 표현하면 식(3)과 같고, 이를 사용하여 PMSM의 발생 토크는 식(4)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 0 \cos \frac{2\pi}{3} \cos \frac{4\pi}{3} \\ \sin 0 \sin \frac{2\pi}{3} \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2}P\lambda_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2}P\lambda_f i_{qs} \quad (5)$$

정현파 전류 운전 방식에서는 전동기의 속도를 제어하려면 부하의 크기에 따라 발생 토크를 제어해야 한다. 본 논문에서는 PMSM 중에서 표면부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM ; Surface Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motor)를 사용하므로 돌극성이 없어서 $L_d = L_q$ 로 된다. 따라서, 식(4)에서 릴럭턴스 토크(reluctance torque)를 발생하는 2번째의 항이 없어지므로 전동기의 발생 토크는 식(5)와 같이 고정자 전류의 q 축 성분만으로 표시된다.

120도 운전 방식이나 150도 운전 방식에서도 SPMSM의 속도를 제어하려면 정현파 전류 운전 방식에서와 마찬가지로 부하의 크기에 따라 발생 토크를 제어해야 한다. 그러나, 여기서는 d, q 축 전류로 변환을 수행하여 제어하지 않고 발생 토크에 영향을 주는 상전류의 크기를 직접 제어하게 된다.

Fig. 1은 SPMSM을 3가지 운전 방식으로 각각 운전할 때 1주기 동안에 전동기가 발생하는 토크를 비교하기 위해서 좌측에는 전동기의 a상 역기전력 e_a 와 a상 전류

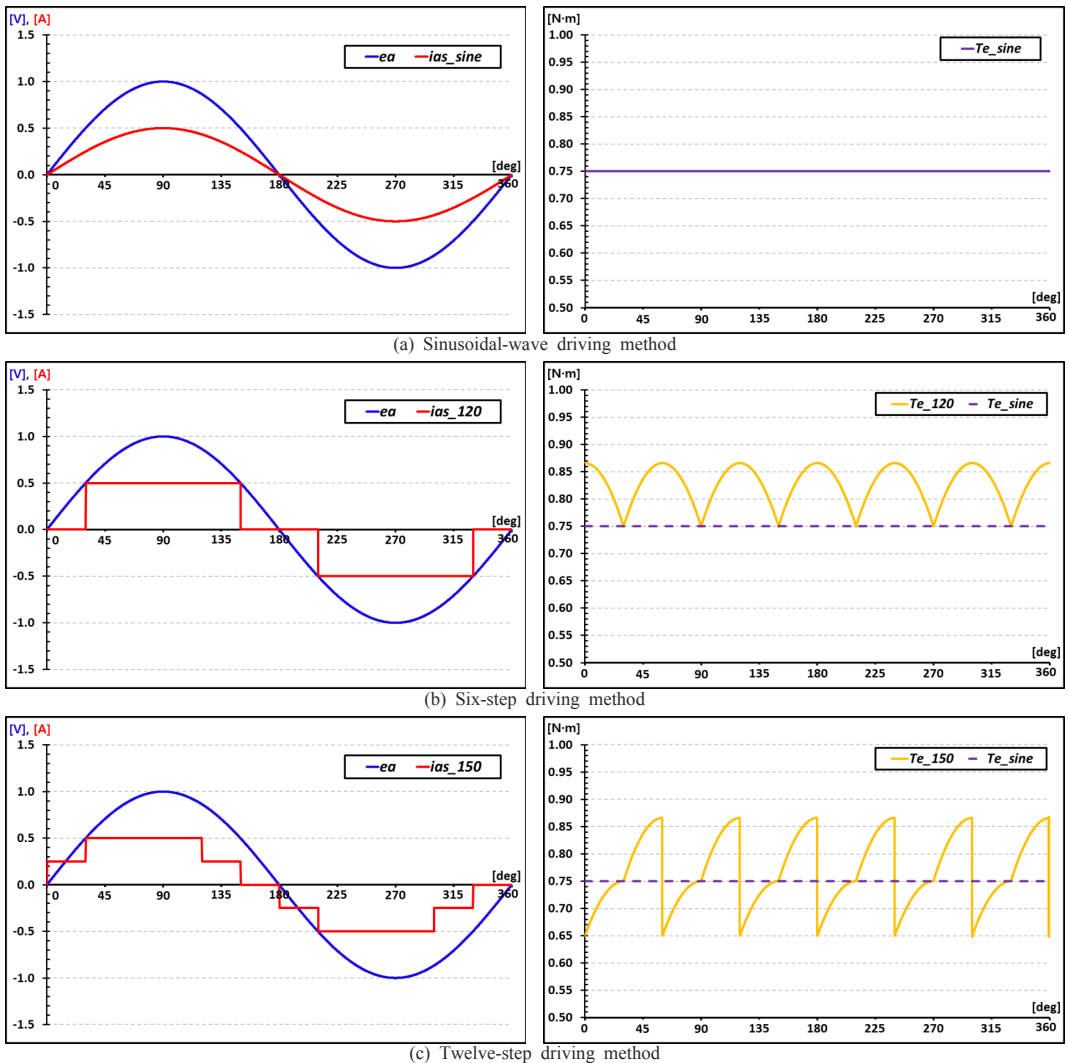


Fig. 1. Back-EMF, phase current and torque of SPMSM according to three kinds of driving methods

i_{as} , 우측에는 발생 토크 T_e 를 나타낸 것이다. 이 그림에서 역기전력은 같은 크기를 갖는 첨두치의 정현파로 나타내었으며, 상전류의 모양은 각 운전 방식에 따라 다르지만 동일한 크기의 첨두치를 갖도록 하였다. Fig. 1(b)와 Fig. 1(c)에서 해당되는 운전 방식의 발생 토크는 실선으로 표시하였고, 여기에 추가로 정현파 전류 운전 방식의 발생 토크를 점선으로 나타내어 비교하기 쉽게 표시하였다.

Fig. 1(a)는 정현파 전류 운전 방식으로서 1주기 동안에 전동기의 3상이 항상 통전되어 전류가 흐르게 되며, 상전류는 정현파로 된다. 역기전력이 최대일 때 상전류도 최대이며, 전동기의 발생 토크는 리플이 없이 일정하다.

Fig. 1(b)는 120도 운전 방식으로서 전동기에서 2개의 통전되는 상전류가 $i_{as} = I, i_{bs} = -I$ 와 같이 항상 부호가 반대이며 크기가 같게 되고, 각 상의 전류는 1주기 동안에 양의 반주기나 음의 반주기의 120도 구간에만 흐르는 구형파가 된다. 이 운전 방식에서는 1주기 동안에 6번의 상전환이 이루어지는데, 정현파 전류 운전 방식에서의 발생 토크를 기준으로 보면 위쪽으로 6개의 토크 리플이 발생한다[9].

Fig. 1(c)는 150도 운전 방식으로서 120도 운전 방식에서처럼 전동기의 2상이 통전되어 부호가 반대인 전류가 흐르는 구간과 3상이 통전되어 $i_{as} = I, i_{bs} = -I/2, i_{cs} = -I/2$ 와 같이 전류가 2상에 나누어 흐르는 구간이 나타난다. 이 방식에서 각 상의 전류는 1주기 동안에 양의 반주기나 음의 반주기의 0도를 기준으로 150도 구간

에서 좌우 대칭인 계단파로 되며, 0도에서 30도 사이와 120도에서 150도 사이에서는 최대 크기 상전류의 1/2만이 흐르게 되고 나머지 중앙부의 90도 구간에서는 최대 크기의 상전류가 흐른다. 이 운전 방식에서는 1주기 동안에 12번의 상전환이 이루어지는데, 정현파 전류 운전 방식의 발생 토크를 기준으로 보면 상하로 교번하는 6개의 토크 리플이 발생한다.

3. 3가지 운전 방식의 속도 제어 특성

3.1 제어 알고리즘

SPMSM을 속도 제어하려면 3가지 운전 방식 각각의 제어 알고리즘에서 외부 루프에는 속도 제어기(speed controller)를 사용하고 내부 루프에는 전류 제어기(current controller)를 사용한다. 여기서, 속도 제어기의 구성은 모두 같지만 전류 제어기의 구성은 3가지 제어 방식마다 조금씩 다르다. Fig. 2부터 Fig. 4까지에 이들 각 운전 방식에 대한 제어 블록도를 보였다.

Fig. 2는 정현파 전류 운전 방식의 제어 알고리즘 블록도이다. 전동기의 속도 제어를 위해 벡터제어 알고리즘이 수행되는데, 속도 제어기는 기준 속도 ω_r^* 와 전동기에서 궤환된 실제 속도 ω_r 의 속도 오차가 PI 제어기와 전류 제한기(current limiter)를 거쳐 토크를 발생하기 위한 q 축 기준 전류 i_{qs}^* 를 출력한다. 그리고, 전류 제어기는 인버터의 출력단에서 측정된 3상 전류와 속도 센서에

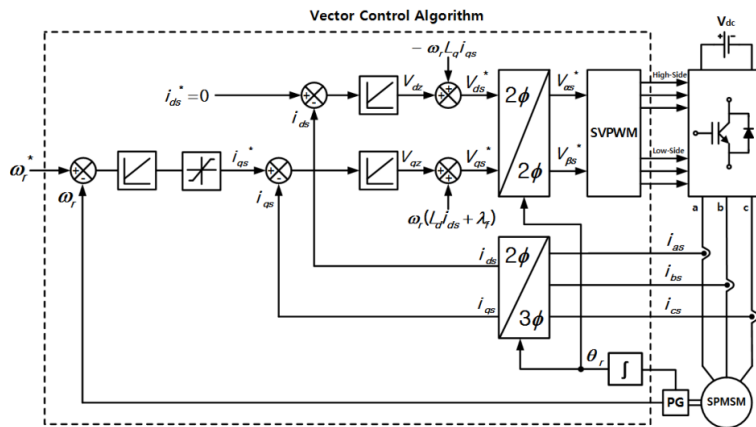


Fig. 2. Control algorithm block diagram of sinusoidal-wave driving method

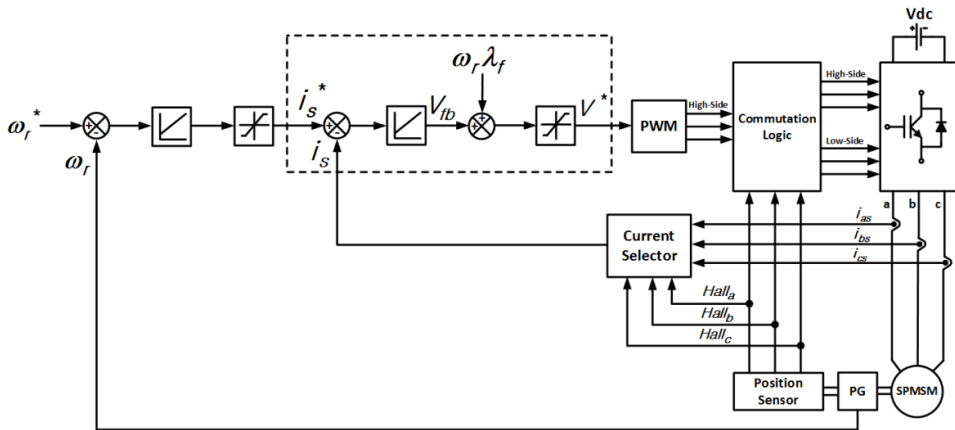


Fig. 3. Control algorithm block diagram of six-step driving method

서 측정된 실제 속도를 적분하여 계산한 회전자 위치 θ_r 을 이용하여 d, q 축의 동기 회전 좌표계로 변환하고, 이를 d, q 축의 기준 전류와 비교한 후 PI 제어기를 사용하여 오차를 보상하여 준다. 각 전류 제어기의 출력에서 역기전력과 상호 간섭 성분에 대한 전향 보상을 거쳐서 d 축 기준 전압 V_{ds}^* 와 q 축 기준 전압 V_{qs}^* 가 얻어지며, 이는 다시 a 축 기준 전압 V_{as}^* 와 β 축 기준 전압 $V_{\beta s}^*$ 으로 변환되어 SVPWM 기법으로 처리된다. 이 정현파 전류 운전 방식에서 전류 제어기와 SVPWM 기법을 위해서는 좌표 변환을 수행해야 하는데 이 과정에서 자속각 θ_r 이 필요하므로 전동기의 실제 속도를 측정하는 속도 센서의 정밀도가 매우 중요하다. SVPWM 기법에서는 항

상 3개의 스위칭 소자가 PWM 스위칭을 수행하므로 3 가지 운전 방식 중에서 스위칭 손실이 가장 크고 상위 스위칭 소자와 하위 스위칭 소자가 상보형 (complementary)으로 동작하므로 데드 타임을 고려해야 한다.

Fig. 3은 120도 운전 방식의 제어 알고리즘 블록도를 보여주고 있다. 이 알고리즘에서 속도 제어기는 마찬가지로 기준 속도 ω_r^* 와 전동기에서 궤환된 실제 속도 ω_r 의 속도 오차가 PI 제어기와 전류 제한기를 거쳐 토크를 발생하기 위한 기준 전류 i_s^* 가 된다. 그리고 전류 제어기는 인버터의 출력 측에서 측정된 3상 전류 중에 전류 선택기(current selector)에 의하여 i_s 를 검출하게 되며, 이

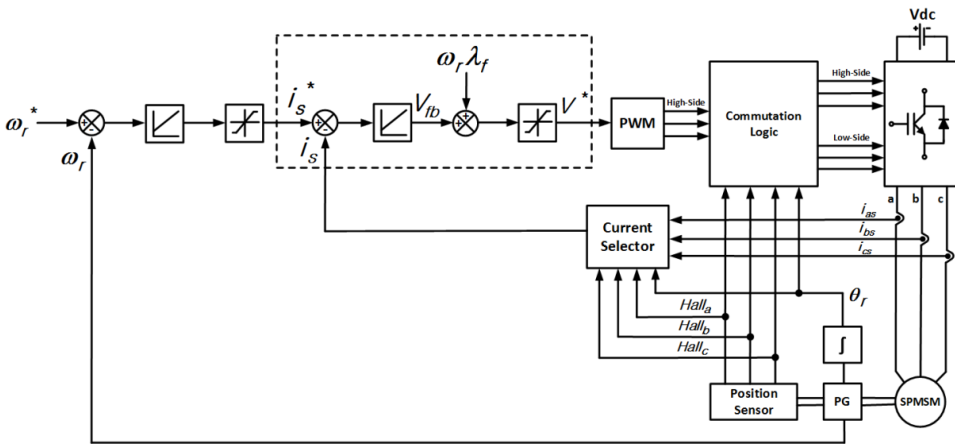


Fig. 4. Control algorithm block diagram of twelve-step driving method

를 기준 전류 i_s^* 와 비교하고 PI 제어를 사용하여 오차를 보상하여 준다. 전류 제어기의 출력에는 역기전력에 대하여 전향 보상을 수행하고, 이렇게 얻어진 기준 전압 V^* 로 PWM 기법을 사용하기 위한 듀티비(duty ratio)를 결정하게 된다. 그러면 인버터는 홀센서 신호를 이용하여 1주기 동안에 60도 간격으로 6번의 상전환을 수행하면서 PWM 제어를 구현한다. 120도 운전 방식에서는 인버터의 스위칭 손실을 줄이기 위하여 6개의 스위칭 소자를 모두 PWM 스위칭하지 않고 상위 3개의 스위칭 소자 또는 하위 3개의 스위칭 소자만을 PWM 스위칭하는 방법이 많이 사용되고 있다. 여기에서는 상위 3개만을 스위칭하는 상위 스위치 PWM 기법을 사용하였다. 그래서 통전 구간마다 1개의 상위 스위칭 소자만 PWM 스위칭을 하므로 3가지 운전 방식 중에서 인버터의 스위칭 손실이 가장 적다. 이 방식에서는 상위 스위칭 소자와 하위 스위칭 소자가 단순한 ON/OFF 동작을 수행하므로 데드 타임 문제가 발생하지 않는다.

Fig. 4는 150도 운전 방식의 제어 알고리즘 블록도를 나타내고 있다. 이 제어 알고리즘에서 속도 제어기와 전류 제어기는 120도 운전 방식과 동일하게 구성된다. SPMSM에서는 대부분 120도 간격으로 회전자 위치를 검출하는 홀센서를 사용하므로 150도 운전 방식을 사용하려면 속도 센서에 의해 측정된 전동기의 실제 속도를 적분하여 회전자의 위치 θ_r 을 정확하게 계산하는 연산 처리가 필요하며, 이것 때문에 120도 운전 방식에 비해 정밀한 속도 측정이 요구된다. 또한 홀센서의 신호는 전동기가 기동하는 경우에 회전자의 위치를 계산하거나 계산된 θ_r 의 오차를 보정하는 용도로 사용한다. 인버터는 이 θ_r 을 이용하여 1주기 동안에 30도 간격으로 12번의 상전환을 수행하면서 PWM 제어를 구현한다. 이 운전 방식에서도 120도 운전 방식과 동일하게 상위 스위치 PWM 기법을 사용하지만, 여기서는 상위 스위칭 소자 2개와 하위 스위칭 소자 1개가 켜지는 통전 구간이 발생하기 때문에 동시에 2개의 상위 스위칭 소자가 PWM 스위칭을 하는 경우도 있으므로 120도 운전 방식에 비하여 스위칭 손실이 많다. 이 방식에서도 데드 타임 문제는 발생하지 않는다.

3.2 속도 제어 시뮬레이션

3가지 운전 방식에 대한 속도 응답 특성을 알아보기

위하여 Table 1에 보인 SPMSM에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

각 운전 방식에 대한 시뮬레이션에서 사용한 제어 알고리즘은 Fig. 2에서 Fig. 4까지에 보였던 것처럼 속도 제어기와 전류 제어기로 구성되고, 이것의 제어 주기는 각각 2[ms]와 100[μs]로 처리하였다. 또한 스위칭 주파수 f_{sw} 는 10[kHz]로 선정하였고 이에 따라 전류 제어기의 대역폭 ω_{cc} 는 500[Hz]를 사용하였다. 그리고 전류 제한기는 전동기 정격 전류의 120[%]로 설정하였으며, 인버터의 DC-Link 전압은 311.08[V]로 사용하였다.

Table 1. Specification and parameters of sample motor

Item	Unit	Value
Rated voltage	V_{rms}	3-phase 220
Rated current	A_{rms}	4.1
Pole		8
Rated power	W	750
Rated torque	N·m	2.4
Rated speed	rpm	3000
Phase resistance	mΩ	417.19
Phase inductance	mH	2.72
Phase Back-EMF constant	$V_{peak}/rad/s$	0.07711

Fig. 5는 각 운전 방식에 대하여 10[%] 부하를 인가하고 3000[rpm]으로 일정한 속도로 운전하는 동안 100[%] 부하를 스텝 인가하여 부하 변동에 대한 응답 특성을 시뮬레이션한 결과를 나타내고 있다. 여기서, 100[%] 부하는 전동기의 정격 토크 값으로 2.4[N·m]를 사용하였다. 각 운전 방식의 시뮬레이션 파형에서 좌측에는 기준 속도와 현재 속도를 함께 보였고, 우측의 상단에는 전동기의 3상 전류, 우측의 하단에는 부하 토크와 전동기의 발생 토크를 나타내었다.

이 시뮬레이션 결과에서 보면 부하가 인가되면서 전동기의 속도가 잠시 감소하지만 전동기의 상전류가 증가하여 토크도 증가하고 이에 따라 다시 속도가 증가하여 다시 기준 속도에 복귀하는 것을 볼 수 있으며, 부하 변동에 대한 속도 응답 특성이 양호하게 나타나서 원활하게 속도 제어가 수행되는 것을 알 수 있다.

Fig. 5(a)는 정현파 전류 운전 방식에 대한 응답 특성을 나타내는데, 여기서는 다른 운전 방식들에 비하여 부하 변동에 의한 속도 응답이 빠르며, 부하의 크기에 상관없이 토크 리플이 매우 작고 일정하게 나타나는 것을 알 수 있다. 또한 상전류의 쉼두치도 다른 운전 방식들에 비해 작다.

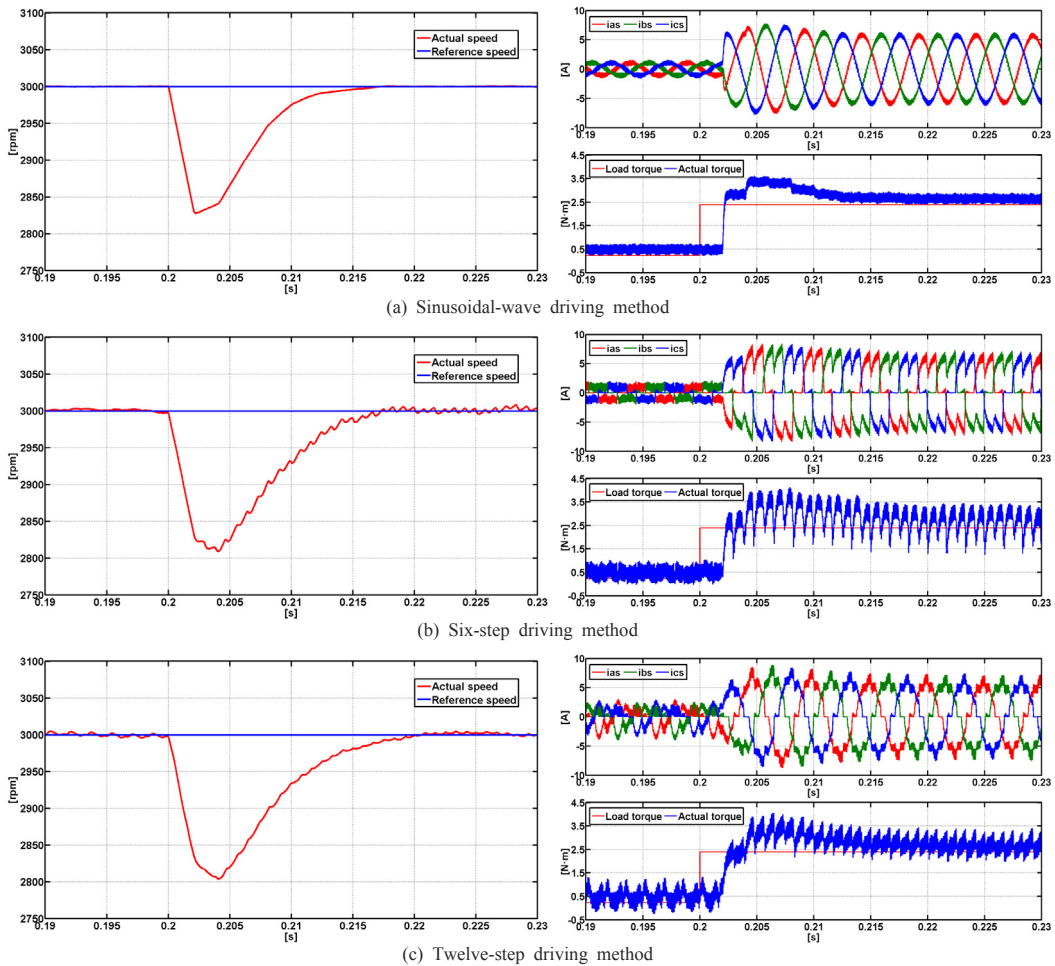


Fig. 5. Transient response characteristics for load variation according to three kinds of driving methods (3000[rpm], 10[%] → 100[%] load)

Fig. 5(b)의 120도 운전 방식에 대한 응답 특성을 보면 100[%] 부하를 인가한 후에는 운전 속도의 감소 폭이 정현파 전류 운전 방식에 비해서 크다. 그리고 다시 기준 속도에 복귀하는 시간은 150도 운전 방식에 비해 120도 운전 방식이 더 짧은 것을 알 수 있다. 특히 기준 속도에 도달하기 위해 상전류가 증가하고 토크 리플도 함께 증가하므로 이것에 의해서 전동기의 회전속도에도 영향을 미치게 되어 리플이 나타나는 것을 볼 수 있다.

Fig. 5(c)는 150도 운전 방식에 대한 응답 특성으로서 10[%] 부하의 운전 구간을 보면 120도 운전 방식에 비해 토크 리플이 다소 큰 것을 확인할 수 있다. 이것은 인버터에서 PWM 스위칭 동작에서 상위 스위칭 소자가 턴오프되는 경우에 전동기의 나머지 2상에서 발생하는 역

기전력의 차이에 의해서 이미 턴온되어 있는 2개의 하위 스위칭 소자들을 통하여 순환 전류가 흐르게 되고 이로 인하여 토크 리플이 발생하는 것으로서, 특히 부하가 작고 회전 속도가 높아 역기전력이 큰 경우에 두드러지게 나타난다. 그러나, 100[%] 부하의 운전 구간에서는 듀티비가 높아서 턴오프되는 시간이 짧아지므로 토크 리플도 작아지며, 이에 따라 전동기의 회전속도가 흔들리는 폭도 작다는 것을 확인할 수 있다.

4. 3가지 운전 방식의 상전류 THD

앞에서 설명한 3가지 운전 방식에서 전동기에 발생되

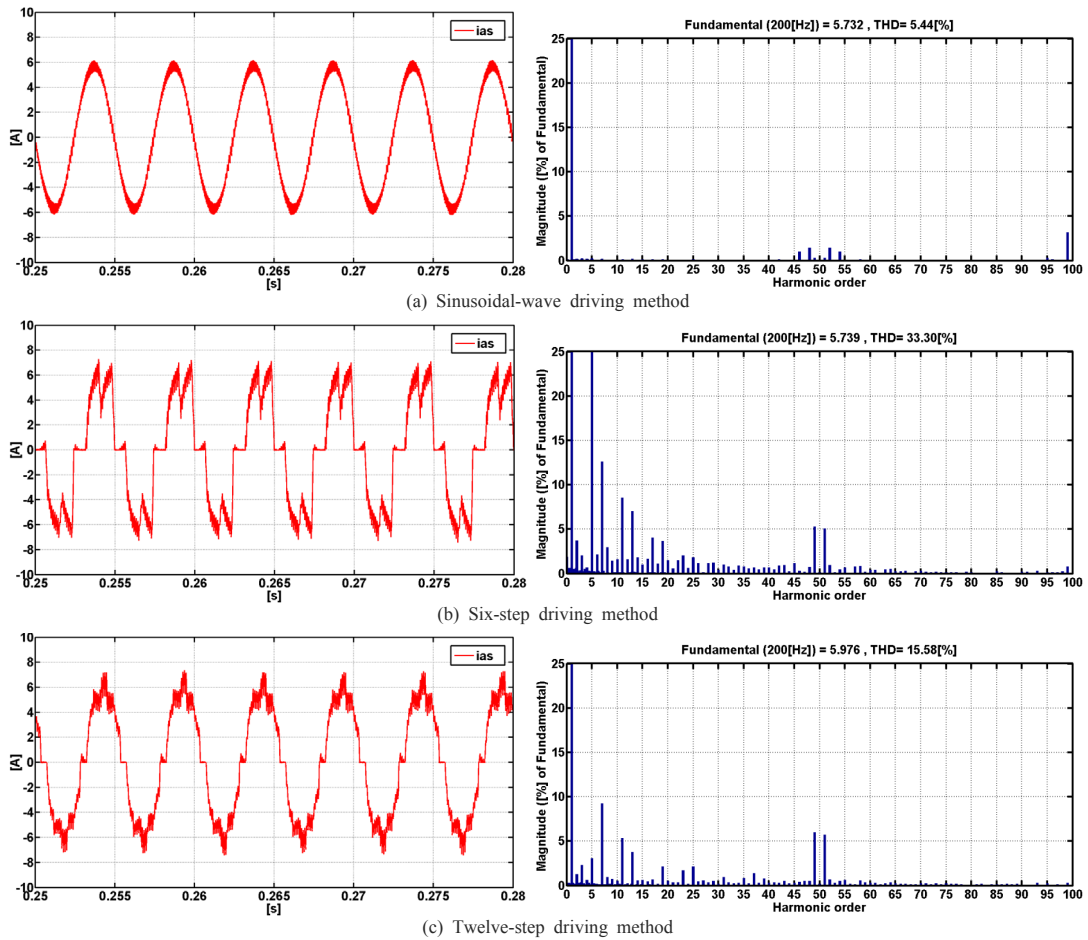


Fig. 6. A-phase current and phase current THD according to three kinds of driving methods

는 손실에 대한 분석을 위해서 시뮬레이션을 통하여 Fig. 6의 좌측에는 SPMSP의 a상 전류 i_{as} 와 우측에는 a상 전류에 대한 THD를 그래프로 나타내었다. 제어 알고리즘은 Fig. 2에서 Fig. 4까지 설명했던 것처럼 사용하였고, 전동기에 100[%] 부하를 인가한 상태에서 3000[rpm]으로 운전하고, 스위칭 주파수 f_{sw} 는 10[kHz]로 선정하였다. Fig. 6 우측의 상전류 THD 그래프에서는 전동기의 운전 속도를 전기적인 주파수로 환산하여 기본 주파수(fundamental frequency)는 200[Hz]로 하고 최대 주파수(max frequency)는 20[kHz]로 사용하여 하모닉 차수(harmonic order)로 나타내었다.

이 시뮬레이션 결과를 보면 정현파 전류 운전 방식에서 상전류 THD가 5.44[%]로 가장 낮았고, 다음에는 150도 운전 방식으로 15.58[%]이며, 120도 운전 방식은

33.30[%]로 가장 큰 상전류 THD를 보였다. 특히 120도 운전 방식에서는 1[kHz]의 5차 고조파가 두드러지게 크다. 120도 운전 방식과 150도 운전 방식에서는 넓은 대역으로 고조파들이 나타나고 있는데, 이것들은 가청 주파수 대역에 있으므로 전동기에서 소음을 일으키거나 철손을 유발하여 전동기의 운전 효율을 떨어뜨리는 주요 원인이 된다.

5. 결 론

본 논문에서는 PMSM 구동용 인버터의 3가지 운전 방식들에 대하여 각각 전동기의 발생 토크와 속도 제어 특성, 전동기의 상전류 THD를 시뮬레이션으로 비교 분석하였다.

시뮬레이션 결과 이들 3가지 운전 방식 중에서 정현파 전류 운전 방식이 모든 면에서 가장 우수한 성능을 보였다. 120도 운전 방식은 150도 운전 방식에 비하여 속도 제어 특성이 다소 우수하였으며, 150도 운전 방식은 120도 운전 방식에 비하여 상전류 THD가 낮았다. 또한 전동기를 3000[rpm]으로 운전할 때 10[%]의 경부하에서는 120도 운전 방식이 150도 운전 방식에 비해 전동기의 토크 리플이 작았으며, 100[%]의 중부하에서는 150도 운전 방식의 토크 리플이 작았다.

이러한 시뮬레이션 결과로 보면 종래에 인버터의 운전 효율 향상을 위하여 사용한 정현파 전류 운전 방식을 120도 운전 방식으로 전환하여 사용하는 방법에 추가하여 정현파 전류 운전 방식과 150도 운전 방식 간에 전환하는 방법을 사용한다면 인버터의 스위칭 손실 절감량은 다소 감소하겠지만 고속 운전 구간에서 전동기의 토크 리플로 인하여 발생하는 소음과 고조파 성분에 의해 발생하는 전동기의 철손을 감소시킬 수 있다. 150도 운전 방식은 기존의 120도 운전 방식과 제어 알고리즘이 매우 유사하므로 회전자 위치를 계산하는 소프트웨어 처리만 추가하면 기존의 전환 방법을 거의 그대로 사용할 수 있다.

하나의 제어 시스템에서 상황에 따라 수시로 이들 3가지 운전 방식을 전환하여 사용할 때 고려할 사항들을 비교 정리하면 Table 2와 같다.

Table 2. Comparison between three kinds of driving methods

	Sinusoidal -wave driving method	Six-step driving method	Twelve-step driving method
Switching loss	Large	Small	Medium
Number of switches for turn on	3	2	2 or 3
Number of switches for PWM	3	1	1 or 2
Difficulty of algorithm	Difficult	Easy	Normal
THD of motor phase current	Low	High	Medium
Noise of motor	Small	Large	Medium
Speed response characteristics	High	Medium	Low
Dead time	Used	Not used	Not used
Accuracy of speed measurement	High	Low	Medium
Price of system	High	Low	Medium

References

- [1] T.-S. Son, Y.-K. Lee, H.-W. Kim, K.-Y. Cho, H.-S. Mok, "The Control Method of In-Wheel PMSM for Electric Scooter using Speed Observer", *Journal of KIPE*, vol. 16, no. 2, pp. 130-136, 2011. 4. DOI: <http://doi.org/10.6113/TKPE.2011.16.2.130>
- [2] K.-W. Lee, S.-G. Park, S.-K. Jeong, "A Seamless Transition Control of Sensorless PMSM Compressor Drives for Improving Efficiency Based on a Dual-Mode Operation", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1446-1456, March 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2316198>
- [3] S.-Y. Heo, "A Transition Control of Square-wave to Sinusoidal-wave in IPMSM Control System for Refrigerator Compressor", Master's Thesis in Engineering, Chonbuk National University, pp. 6-8, 2014. 2.
- [4] S.-H. Kim, Motor Control - DC, AC, BLDC, Bogdoo Publication Co., pp. 127-130, 2016.
- [5] Y.-J. Kang, J.-Y. Yoo, D.-K. Kim, K.-W. Lee T.-D. Kim, "150° Electrical Conduction Method of Sensorless BLDCM Applied to Air Conditioner Compressor", *Journal of KIPE*, vol. 9, no. 6, pp. 517-524, 2004. 12.
- [6] S.-A. Kim, S.-G. Lee, C.-S. Jang, Y.-H. Cho, "Study on Output Characteristics of Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor according to Commutation Method", *Conference of KIEE*, pp. 1031-1032, 2014. 7.
- [7] D.-Y. Yoon, S.-C. Hong, "Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Voltage Vector PWM", *Journal of KIEE*, vol. 43, no. 7, pp. 1112-1120, 1994. 7.
- [8] S.-Y. Lee, D.-Y. Yoon, "The Transition Control Technique between Sinusoidal-Wave and Square-Wave Driving Method in Inverter for PMSM", *Conference of KIPE*, pp. 113-114, 2016. 7.
- [9] Thomas M. Jahns, "Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-20, no. 4, pp. 803-813, Jul./Aug. 1984. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.1984.4504490>

이 승 용(Seung-Yong Lee)

[정회원]



- 2010년 2월 : 공주대학교 전기전자 제어공학부 전자공학전공 졸업 (공학사)
- 2012년 8월 : 공주대학교 대학원 전기전자제어공학과 졸업(공학석사)
- 2015년 3월 ~ 현재 : 공주대학교 대학원 전기전자제어공학과 박사 과정

• 2012년 6월 ~ 현재 : 서호전기(주) 기술연구소 근무

<관심분야>

유도전동기 및 동기전동기 서보제어, 마이크로프로세서 응용

윤 덕 용(Duck-Yong Yoon)

[정회원]



- 1981년 2월 : 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사)
- 1983년 2월 : 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)
- 1995년 2월 : 단국대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사)
- 1985년 3월 ~ 2005년 2월 : 천안공업대학 제어계측과 교수

• 2005년 3월 ~ 현재 : 공주대학교 전기전자제어공학부 교수

<관심분야>

유도전동기 및 동기전동기 서보제어, 자동화 시스템 설계, 마이크로프로세서 응용