

풀 브릿지 인버터의 비선형성을 고려한 단상 영구자석 동기 전동기의 구형파 전압 주입 기동 기법

유상민¹ · 황선환^{1,†} · 이기창²

¹경남대학교

²한국전기연구원

Square Wave Voltage Injection Starting Method of SP-PMSM Considering Nonlinearity of Full-bridge Inverter

Sang-Min Yoo¹, Seon-Hwan Hwang^{1,†} and Ki-Chang Lee²

¹Kyungnam University

²KERI

Abstract

The purpose of this paper was to propose a method for improving the performance of the open-loop control of single-phase permanent magnet synchronous motor (SP-PMSM), based on a square wave voltage injection. Generally, the SP-PMSM driving systems comprise a full-bridge inverter and asymmetric air-gap structure of magnetic circuit, because a zero torque occurs on the symmetrical air-gap. As a result, it cannot be started at a specific rotor position. Thus, it is possible to cause the start-up failure at an open-loop control for sensorless operation of SP-PMSM. In this paper, the method with square wave voltage injection considering the nonlinearity of the inverter is presented to resolve the problem. The effectiveness of the proposed algorithm is verified through several experiments.

초 록

본 논문에서는 풀 브릿지 인버터의 비선형성을 고려한 단상 영구자석 동기 전동기의 오픈 루프 기동 성능을 개선하기 위한 구형파 전압 주입 기법을 제안한다. 일반적으로 단상 영구자석 동기 전동기는 3상 교류기와 달리 풀 브릿지 인버터를 채택하고 있으며 대칭 공극으로 자기 회로를 설계할 경우, 영토크 지점의 특정 위치에서 기동이 불가능할 수 있기에 비대칭 공극 설계가 요구된다. 이러한 단상 영구자석 동기 전동기의 구동 특성상 센서리스 운전 모드의 오픈 루프 제어시 기동 실패의 가능성이 상당히 높다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 인버터의 비선형성을 고려한 구형파 전압을 인가하여 기동 성능을 개선하는 기법을 제안하고자 한다. 제안한 알고리즘은 다수의 실험을 통해 타당성을 검증하였다.

Key Words : SP-PMSM(단상 영구자석 동기 전동기), square wave voltage(구형파 전압), zero torque area(영토크 영역), asymmetric air gap(비대칭 공극), open-loop control(오픈 루프 제어)

1. 서 론

영구자석 동기 전동기는 유도 전동기 대비 높은 에너지 밀도와 고효율, 고효율, 고효율 및 우수한 응답성으로 인하여 항공기, 전기자동차 등 다수의 산업

분야에서 널리 적용되며 지속적인 성능 개선을 위해 영구자석 동기 전동기의 설계 및 제어와 관련된 다양한 연구가 진행되고 있다. 일반적으로 영구자석 동기 전동기는 구동 전원과 결선 구조에 따라 단상과 3상으로 분류가 된다. 3상 영구자석 동기 전동기(3-phase Permanent Magnet Synchronous Motor) 및 단상 영구자석 동기 전동기(Single-phase Permanent Magnet Synchronous Motor, SP-PMSM)의 주요 특징은 Table 1과 같이 나타낼 수 있다[1]. 단상

Received: Jan 10, 2022 Revised: Apr. 25, 2022 Accepted: Jun. 04, 2022

† Corresponding Author

Tel: +82-55-249-2744, E-mail: seonhwan@kyungnam.ac.kr

© The Society for Aerospace System Engineering

Table 1 Characteristic comparison of 3-and 1-phase PMSMs

Types	3-phase PMSM	1-phase PMSM
Back emf	Sinusoidal	Sinusoidal/ Trapezoidal
Phase current	Sinusoidal	Sinusoidal/ Square
Torque ripple	Low	High
Average output power	$P_{avg} = \frac{3}{2} E_m I_m$	$P_{avg} = \frac{1}{2} E_m I_m$
Average output torque	$T_{avg} = \frac{3}{2} \frac{E_m I_m}{\omega_m}$	$T_{avg} = \frac{1}{2} \frac{E_m I_m}{\omega_m}$
Number of switching devices	6	4
Systematic configuration	-	Simple/ Scale-down
Control methods	Simple	Complicated

PMSM은 3상 PMSM에 비하여 낮은 효율과 큰 토크 리플을 가지지만 적은 스위칭 소자, 낮은 가격, 높은 공간 활용, 무게 감소 및 저전력 등의 이점을 가지고 있어 진공 청소기 및 소형펌프 등 소형 휴대용 제품에 적용되고 있다.

단상 PMSM은 3상 영구자석 동기 전동기와는 달리 대칭 공극일 때 영토크가 발생하는 문제가 존재한다. 이러한 특성으로 인하여 회전자의 특정 위치에 따라 기동할 수 없기에 비대칭 공극 설계가 요구된다[2]. 단상 영구자석 동기 전동기는 3상 대비 효율적인 동작을 위해서 홀센서와 같은 위치 센서를 이용해서 회전자 위치 정보를 취득하는 것이 중요하다. 하지만 위치 센서의 사용은 전체적인 시스템의 부피가 증가하고 시스템의 가격도 증가한다. 홀센서는 온도, 노이즈 등의 문제가 발생하는데 이를 개선하여 신뢰성을 높이기 위하여 중/고속 운전시 용이한 센서리스 제어 알고리즘을 필요로 한다. 하지만 영속도 영역 및 저속에서 위치 정보를 취득하기에 어려움이 있어 위치 정보를 취득하기 위해 별도의 오픈 루프 기동을 통하여 일정 속도까지 기동 후 센서리스 제어를 통하여 운전을 하게 된다[3].

단상 영구자석 동기 전동기는 오픈 루프 기동을 위해서 초기 회전자의 위치 검출 기법을 필요로 한다. 회전자 초기 자극 검출에 사용되는 고주파 전압 주입 방법을 기반으로 하며 비대칭 공극을 갖는 단상 영구

자석 동기 전동기의 회전자 영구자석의 자속과 고주파 전압으로 인한 교번 자계의 영향을 고려하여 자기회로에서의 영향을 관찰하며 전류의 변화를 저역통과필터를 이용하여 초기 자극을 판단한다. 하지만 3상 영구자석 동기 전동기와 관련된 연구가 일반적이고 단상 영구자석 동기 전동기에 대한 활발한 연구가 필요한 실정이다[4].

본 논문에서는 앞서 말한 회전자의 특정 위치에서 영토크 영역이 발생하여 오픈 루프 구동 시 초기기동을 원활하게 하기 위하여 단상 영구자석 동기 전동기의 자기적인 특성과 풀 브릿지 인버터의 동작 특성을 고려하는 구형과 전압을 주입하는 알고리즘을 통하여 영속도 영역에서의 운전 특성을 개선하고자 한다.

2. 본 론

2.1 단상 영구자석 동기 전동기의 수학적 모델링

Figure 1은 풀 브릿지 인버터를 사용하는 단상 영구자석 동기 전동기의 등가회로이다. 단상 영구자석 동기 전동기, 풀 브릿지 인버터 및 직류단 커패시터로 구성되어 있으며 고정자 전압 방정식의 수학적 모델링을 통하여 역기전력과 자속의 추정이 가능하다.

단상 영구자석 동기 전동기의 일반적인 고정자 전압 방정식은 다음과 같다[5].

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + e \quad (1)$$

여기서, v_s 는 고정자 전압, R_s 는 고정자 저항, i_s 는 고정자 전류, L_s 는 고정자 인덕턴스 및 e 는 역기전력이다.

고정자 전류에 의한 자속을 전류와 인덕턴스의 관계로 표현하면 다음과 같다.

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + \omega_r \lambda_{pm} \quad (2)$$

여기서, ω_r 는 단상 영구자석 동기 전동기의 각속도이며, λ_{pm} 는 회전자 영구자석에 의한 쇄교 자속이다.

2.2 데드타임에 의한 전압 왜곡

Figure 1에서 볼 수 있듯이 풀 브릿지 인버터의 각

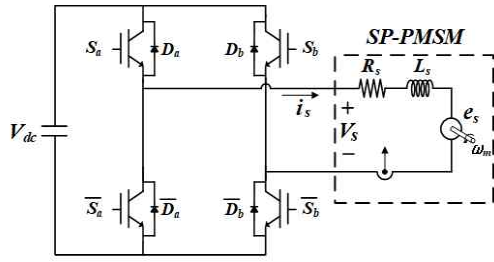


Fig. 1 Equivalent circuit with full-bridge inverter of SP-PMSM

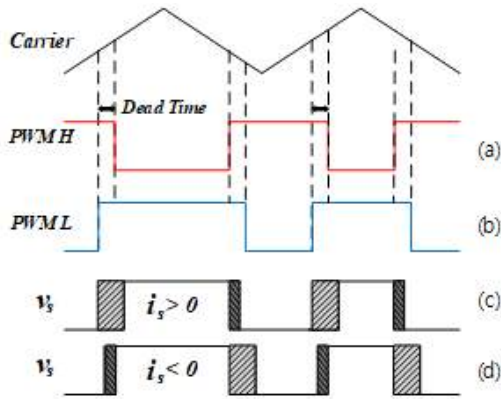


Fig. 2 Distortion of output voltage of PWM inverter with dead time

상 레그는 상하단 스위칭 소자로 구성되어 있다. 이로 인해 2개의 스위치는 상보적으로 스위칭을 하는데 이때, 회로의 단락을 방지하기 위한 데드타임, 스위칭 소자의 전압강하, 턴-온, 턴-오프 시간 지연과 환류 다이오드의 전압강하 등과 같이 비선형적인 특성에 의하여 출력 전압에 왜곡이 존재하게 된다.

Figure 1에서 인버터의 스위칭 동작이 이상적인 경우에는 두 개의 스위치의 동작이 같은 시간에 턴-온, 턴-오프로 바뀐다. 하지만 실제 스위칭 동작에서는 턴-온 및 턴-오프 지연시간으로 인해 상하단 스위치가 동시에 도통되어 단락이 발생할 수 있다. 이런 현상을 방지하기 위한 데드타임이 증가할수록 비선형적인 특성으로 인하여 출력 전압과 출력 전류의 왜곡을 발생하게 된다. Fig. 2의 (c)와 (d)는 데드타임에 의한 전압 왜곡을 보여준다. Fig. 2의 (c)는 i_s 가 순방향일 때 데드타임 만큼의 전압 손실이 발생하고, 반대로 Fig. 2의 (d)에서 i_s 가 역방향일 때는 데드타임 만큼의 전압 이득의 발생을 확인할 수 있다[6].

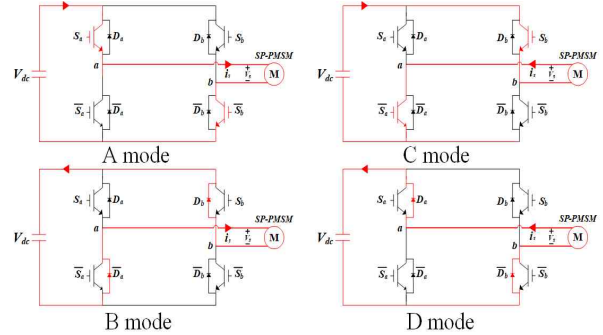


Fig. 3 Current path according to switching patterns

2.3 풀 브릿지 인버터의 비선형성을 고려한 구형과 주입 초기기동 알고리즘

Figure 3은 다이오드에 의한 전압 강하를 나타내고 있다. 전압 강하는 전류의 방향에 따라서 두 가지로 나누어진다. 전류의 방향이 순방향일 때 Fig. 3의 ‘A-mode’와 같이 스위칭 소자 S_a 와 \bar{S}_b 가 턴-온 되면 전류는 스위칭 소자 S_a 와 \bar{S}_b 를 통하여 흐르고 동시에 S_a 와 \bar{S}_b 에서는 전압 강하가 발생한다. Fig. 3의 ‘B-mode’와 같이 S_b 및 \bar{S}_a 가 턴-오프 되면 전류는 다이오드 \bar{D}_a 와 D_b 를 통하여 흐르고 동시에 \bar{D}_a 와 D_b 에서는 전압 강하가 발생한다. 스위칭 주기에 대한 턴-온 시간을 D , 턴-오프 시간 $1-D$ 를 \bar{D} 라 할 때 Fig. 3의 ‘A-mode’에서 발생하는 극전압 v_a 는 다음과 같다 [7].

$$v_a = D\left(\frac{V_{dc}}{2} - V_{S_a}\right) + (1-D)\left(-\frac{V_{dc}}{2} - V_{D_b}\right) \quad (5)$$

$$= (2D-1)\frac{V_{dc}}{2} - DV_{S_a} - (1-D)V_{D_b}$$

여기서, V_{D_b} 는 \bar{D}_a 의 순방향 전압 강하, V_{dc} 는 직류단 전압, V_{S_a} 은 S_a 양단의 전압 강하이다.

식 (5)를 정리해서 전개하면 Fig. 3의 ‘A-mode’에서 발생하는 극전압 v_a 는 다음과 같다.

$$v_a = -DV_{S_a} - (1-D)V_{D_b} \quad (6)$$

전류의 방향이 순방향일 때 Fig. 3의 ‘B-mode’에서 발생하는 극전압 v_b 는 다음과 같다.

$$v_b = \bar{D}\left(\frac{V_{dc}}{2} - V_{D_b}\right) + (1-\bar{D})\left(-\frac{V_{dc}}{2} - V_{S_b}\right)$$

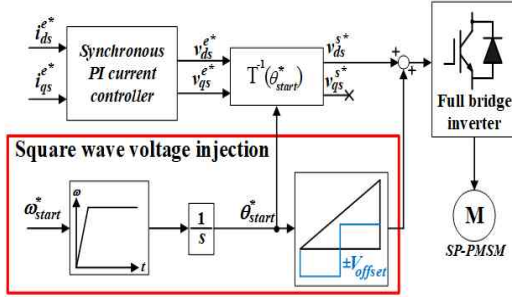


Fig. 4 Block diagram of the proposed initial square wave voltage injection algorithm

$$= (2\bar{D}-1)\frac{V_{dc}}{2} + \bar{D}V_{D_b} - (1-\bar{D})V_{\bar{S}_b} \quad (7)$$

여기서, V_{dc} 는 직류단 전압, $V_{\bar{S}_b}$ 은 \bar{S}_b 에서의 양단의 전압 강하, V_{D_b} 는 D_b 에서의 순방향 전압 강하이다.

따라서, Fig 3의 'B-mode' 에서 발생하는 극전압 v_b 는 다음과 같다.

$$v_b = \bar{D}V_{D_b} + (1-\bar{D})V_{\bar{S}_b} \quad (8)$$

식 (6)과 식 (8)을 대입하여 전개하면 실제 전압 강하에 의한 출력 전압 v_{ab} 는 다음과 같다.

$$v_{ab} = (2D-1)V_{dc} - D(V_{S_a} + V_{\bar{S}_b}) - \bar{D}(V_{D_a} + V_{D_b}) \quad (9)$$

전압 강하와 데드타임 영향을 고려한 정방향 출력 전압 v_s 는 다음과 같다.

$$v_s = (2D-1)V_{dc} - D(V_{S_a} + V_{\bar{S}_b}) - \bar{D}(V_{D_a} + V_{D_b}) - \frac{t_{dead, turn-on/off}}{T_s} V_{dc} \quad (10)$$

전류의 방향이 역방향일 때 Fig. 3 'C-mode'와 같이 스위칭 소자 S_b 와 \bar{S}_a 가 턴-온 되면 전류는 스위칭 소자 S_b 와 \bar{S}_a 를 통해 흐르고 동시에 S_b 와 \bar{S}_a 에서의 전압 강하가 발생한다. Fig. 3의 'D-mode'와 같이 S_b 및 \bar{S}_a 가 턴-오프가 되고 전류는 다이오드 D_a 와 \bar{D}_b 를 통하여 흐르고 동시에 D_a 와 \bar{D}_b 에서 전압 강하가 발생한다. 전류의 방향이 역방향일 때 Fig. 3의 'C-mode'에서 발생하는 극전압 v_a 는 다음과 같다.

$$v_a = \bar{D}\left(\frac{V_{dc}}{2} + V_{D_a}\right) + (1-\bar{D})\left(-\frac{V_{dc}}{2} + V_{\bar{S}_a}\right) \quad (11)$$

$$= (2\bar{D}-1)\frac{V_{dc}}{2} + \bar{D}V_{D_a} + (1-\bar{D})V_{\bar{S}_a}$$

여기서, V_{dc} 는 직류단 전압, $V_{\bar{S}_a}$ 는 \bar{S}_a 에서의 양단의 전압 강하, V_{D_a} 는 D_a 의 순방향일 때의 전압 강하이다.

Fig. 3의 'C-mode' 에서 발생하는 극전압 v_a 는 다음과 같다.

$$v_a = \bar{D}V_{D_a} + (1-\bar{D})V_{\bar{S}_a} \quad (12)$$

전류의 방향이 역방향일 때, Fig. 3의 'D-mode'에서 발생하는 극전압 v_b 는 다음과 같다.

$$v_b = D\left(\frac{V_{dc}}{2} - V_{S_b}\right) + (1-D)\left(-\frac{V_{dc}}{2} - V_{\bar{D}_b}\right) \quad (13)$$

$$= (2D-1)\frac{V_{dc}}{2} - DV_{S_b} - (1-D)V_{\bar{D}_b}$$

여기서, V_{S_b} 는 S_b 에서의 양단의 전압 강하, V_{dc} 는 직류단 전압, $V_{\bar{D}_b}$ 는 \bar{D}_b 에서의 순방향 전압 강하이다.

Fig. 3의 'D-mode' 에서 발생하는 극전압 v_b 는 다음과 같다.

$$v_b = -DV_{S_b} - (1-\bar{D})V_{\bar{D}_b} \quad (14)$$

식 (12)와 식 (14)를 대입하여 전개하면 전압 강하에 의한 출력 전압 v_{ab} 는 다음과 같다.

$$v_{ab} = -(2D-1)V_{dc} + D(V_{\bar{S}_a} + V_{S_b}) + \bar{D}(V_{D_a} + V_{\bar{D}_b}) \quad (15)$$

따라서, 전압 강하와 데드타임에 의한 전류의 역방향 출력 전압 v_s 는 다음과 같다.

$$v_s = -(2D-1)V_{dc} + D(V_{\bar{S}_a} + V_{S_b}) + \bar{D}(V_{D_a} + V_{\bar{D}_b}) + \frac{t_{dead, turn-on/off}}{T_s} V_{dc} \quad (16)$$

Figure 4는 본 논문에서 제안하는 풀 브릿지 인버터의 비선형성을 고려한 구형파 전압 주입을 위한 초기 알고리즘이다. Open-loop 각에 따라서 구형파 전압을 주입하여 전류 제어를 수행함에 있어 일반적인 정렬보다 정렬에 필요한 시간이 줄어들어 빠른 정렬이 가능하고 정방향 회전이 가능하며 정렬에 필요한 전류도 감소해서 효율적인 기동이 가능하다. 기동 토크를 확보한 후에는 구형파 전압이 주입되지 않는다.

3. 실험 결과

제안한 구형파 전압 주입을 하기 위한 실험 구성은 Fig. 5와 같이 단상 PMSM과 풀 브릿지 인버터 등으

Table 2 Specifications of SP-PMSM

Parameters		Value
SP-PMSM	Number of Poles	2
	Rated voltage	25[Vdc]
	Stator winding resistance	0.015[Ω]
	Stator winding inductance	0.018[mH]
	Back-EMF constant	0.266[V/krpm]
	Switching Frequency	10[kHz]

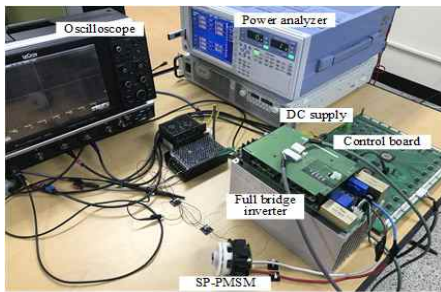


Fig. 5 Experimental setup

로 구성되며, Table 2는 단상 영구자석 동기 전동기의 파라미터 사양을 나타내고 있다.

Figure 6은 9,000[rpm]의 속도로 제한한 구형과 전압 주입 알고리즘을 통한 실험 파형이다. 초기기동 전류를 30[A]로 가속 능력을 비교한 것으로 Fig. 6의 (a)는 구형과 전압 미주입, 기동 가속(주파수 증가)할 때 정상적인 동작이 불가하고 기동에 실패하는 것이 보이고, 동일한 조건에서 Fig. 6의 (b)는 구형과 전압 3[V]를 주입, 기동 가속(주파수 증가)할 때 기동 실패 없이 안정적인 기동을 확인할 수 있다. Fig. 7은 초기 기동 전류를 27[A]로 최소 전류를 비교한 파형으로 Fig. 6의 (a)와 동일하게 Fig. 7의 (a)는 구형과 전압 미주입시 기동에 실패하는 것이 보이고, Fig. 7의 (b)는 구형과 전압 3[V]를 주입시 i_{qs}^e (동기좌표계 q축 전류)는 왜곡됨이 보이지만 안정적인 기동을 확인할 수 있다. Fig. 8은 초기기동 전류를 27[A]로 구형과 전압 크기를 비교한 파형으로 Fig. 8의 (a)는 구형과 전압 1.5[V]를 주입시 기동에 실패하는 것이 보이고, Fig. 8의 (b)는 구형과 전압 3[V]를 주입시 안정적인 기동을 확인할 수 있다.

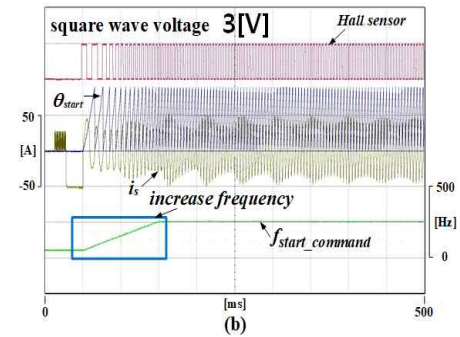
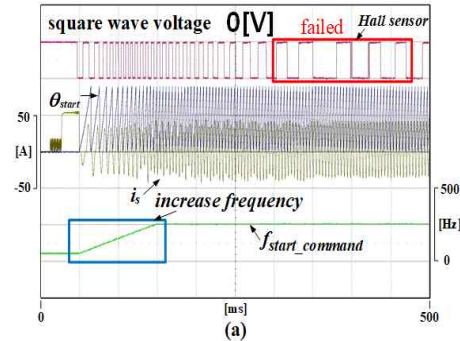


Fig. 6 Experimental waveforms related to acceleration capabilities. (a) square wave voltage of 0[V], (b) square wave voltage of 3[V]

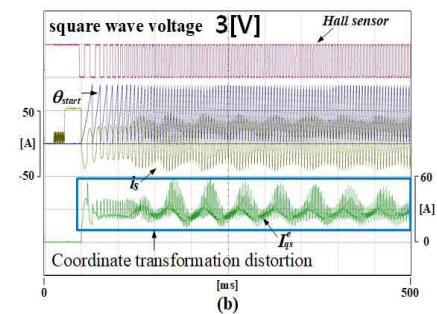
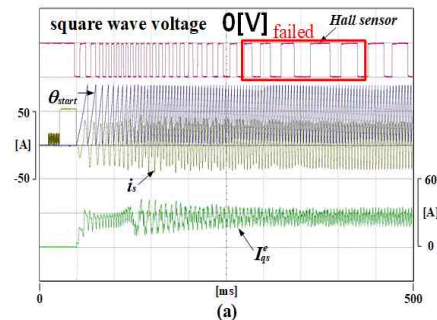


Fig. 7 Experimental waveforms according to the initial starting current command. (a) square wave voltage of 0[V], (b) square wave voltage of 3[V]

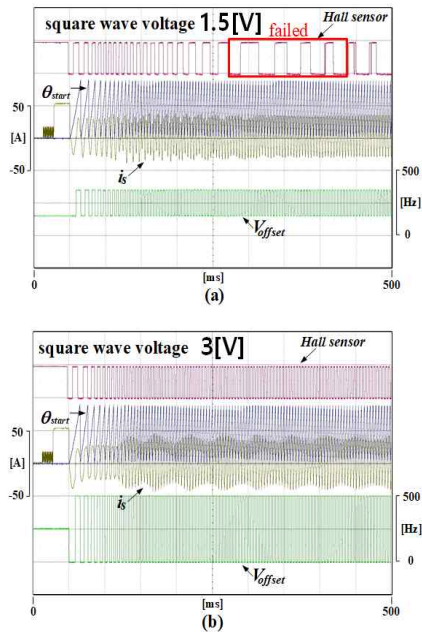


Fig. 8 Experimental waveforms according to amplitude of square wave voltage. (a) square wave voltage of 1.5[V], (b) square wave voltage of 3[V]

4. 결 론

본 논문에서는 단상 영구자석 동기 전동기의 자기적인 특성과 풀 브리지 인버터의 동작 특성을 고려하는 구형과 전압을 주입하는 알고리즘을 제안한다. SP-PMSM은 영토크 영역 및 스위칭 소자의 비이상적인 특성으로 인하여 Dead-point가 발생되고, 영속 및 저속에서 기동의 어려움이 있기에 Open-loop 구동시 초기기동에 실패가 야기될 수 있다. 따라서 이를 해결하기 위하여 Open-loop 각에 맞춰서 구형과 전압을 주입하는 알고리즘을 제안하였다.

다수의 실험을 통하여 SP-PMSM의 영토크 특성을 고려한 구형과 전압 주입 기동 알고리즘의 타당성과 효율성을 확인하였다.

후 기

본 연구는 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단, 무인이동체원천기술개발사업단의 지원을 받아 무인이동체원천기술개발사업을 통해 수행되었음.(No. 한국연구재단에서 부여한 과제번호)

호:NRF-2020M3C1C1 A01086541)

References

- [1] J. W. Park and S. H. Hwang, "A study on rotor polarity detection of SP-PMSM using offset current based on current control," *Journal of IKEEE*, vol. 23, no. 3, pp. 1020-1026, Sep. 2019.
- [2] B. J. Kim, H. S. Hwang, and C. W. Lee, "Design of a high-speed single-phase BLDC motor in terms of asymmetric air gap," *Journal of the Korean Magnetics Society*, vol. 28, no. 2, pp. 58-65, Apr. 2018
- [3] J. W. Yoon, and D. M. Lee, "Simulation model of harmonics injection sensorless technique for permanent magnet synchronous motor," *Journal of IKEEE*, vol. 24, no. 1, pp. 67-71, Mar. 2020
- [4] B. J. Kim, H. S. Hwang and C. W. Lee, "A novel rotor position error calculation method using a rotation matrix for a switching frequency signal injected sensorless control in IPMSM," *Journal of the Korean Institute of Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 405-409, Oct. 2015.
- [5] W. S. Lee, S. H. Hwang and J. W. Park, "A study on speed variable proportional resonant current controller of single-phase PMSM," *Journal of IKEEE*, vol. 24, no. 4, pp. 34-40, Dec. 2020
- [6] J. Y. Jeong, J. M. Jo, J. W. Lee, W. K. Chae, and H. J. Cha, "Dead time compensation of stand-alone inverter under unbalanced load," *Journal of IKEEE*, vol. 20, no. 2, pp. 115-121, Apr. 2015
- [7] D. Zammit, C. S. Staines, and M. Apap, "Compensation techniques for non-linearities in H-bridge inverters," *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 3, no. 3, pp. 361-376, Dec. 2016