

Simulation Model of 7 Phase BLDC Motor Drives with Phase Angle Control

金現哲[†] · 吳亨植^{*} · 金長睦^{**} · 金喆遇^{***}
 (Hyun-Cheol Kim · Hyung-Sik Oh · Jang-Mok Kim · Cheul-U Kim)

Abstract - The simulation model has been already developed not for 7 phase but for 3 phase BLDC motor. It is necessary to develop a new simulation model of multi-phase BLDC motor including the phase delay angle especially in the high speed region. In this paper, the suitability of the proposed model is verified through the several computer simulations, and experimented results.

Key Words : simulation model, 7 phase BLDCM, phase advance angle, high speed

1. 서 론

브러시리스 전동기 드라이브의 기본적인 운전 원리는 전동기 권선 전압 및 전류가 일정속도에서 일정 토크를 만들기 위해서는 회전자 위치와 동기화가 되어야 한다. 회전자 속도가 고속이 될수록 상권선의 리액턴스 증가에 의해 상전류는 역기전력과 동기가 되지 못하고 지연이 된다. 이를 보상하기 위해 진상각(Phase Advance Angle)을 적용하여 지연되는 상전류를 역기전력과 동상이 되도록 진상(Phase Leading) 시키는 연구가 되어 왔다[1][2].

3상 권선 중 항상 2상이 On되어 있는 구조의 3상 BLDC 전동기 드라이브의 시뮬레이션 모델은 많은 연구가 되어 왔으며 최근에는 Matlab Simulink 기반의 3상 BLDC 전동기 드라이브의 시뮬레이션 모델이 연구되었다[3]. Matlab Simulink 기반의 3상 BLDC 전동기 드라이브의 시뮬레이션 모델은 시뮬레이션 기반의 필요한 많은 산업 분야인 고효율, 고정밀, 고효율 BLDC 전동기 분야에 응용되어 연구를 더욱 활성화시킬 수 있다. 최근에 3상 BLDC 전동기는 2/3의 권선 이용율(Winding Usage Factor) 보다 권선 이용율을 높여서 고효율, 저 코깅토크 BLDC 전동기에 관한 연구가 수행되고 있다. 그 중에서 7상 BLDC 전동기는 7상 권선 중 항상 6상이 On 되어 있기 때문에 6/7의 권선 이용율을 갖기 때문에 3상 BLDC 전동기에 비해 고효율화에 유리하다. 7상 이상의 상수로 증가 되는 것은 고정자 권선의 이용율 측면에서는 100%에 가깝게 가져 갈 수 있지만 반면에 스위칭 소자 및 게이트 드라이브의 사용 수량의 증가로 경제성이

낮아져 7상 BLDC 전동기가 가장 적절한 대안으로 채택되고 있다.

전력전자 스위칭 소자, 게이트 드라이브, 마이크로 프로세서의 발전과 더불어 브러시리스 전동기 드라이브는 고속운전에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 시뮬레이션 결과 및 실험 결과 등이 많이 발표되어 왔지만 3,000[rpm] 부근의 저속 영역이거나, 고속이지만 3상 BLDC 전동기가 아닌 모델에 대한 연구 등으로 실제 고속운전에 대한 BLDC 전동기 시뮬레이션 모델 연구가 부족한 것으로 판단된다.

본 연구는 고속운전에 대한 BLDC 전동기 드라이브의 시뮬레이션 모델 연구로서, 회전수는 10,000~25,000[rpm]를 갖는 7상 BLDC 전동기 드라이브 및 진상각 알고리즘 등의 내용을 갖는 시뮬레이션 모델 연구를 수행하였다. 또한 본 논문에서는 25,000[rpm]으로 고속 회전하는 7상 BLDC 전동기에 대해 시뮬레이션 모델을 연구하기 위해 고속 운전시 나타나는 상전류의 지연 및 상전류의 완만한 상승에 대한 보상을 위해 진상각을 적용한 고속 7상 BLDC 전동기 드라이브의 모델을 제안하였으며 제안된 모델은 그림 1과 같이 나타낼 수 있다.

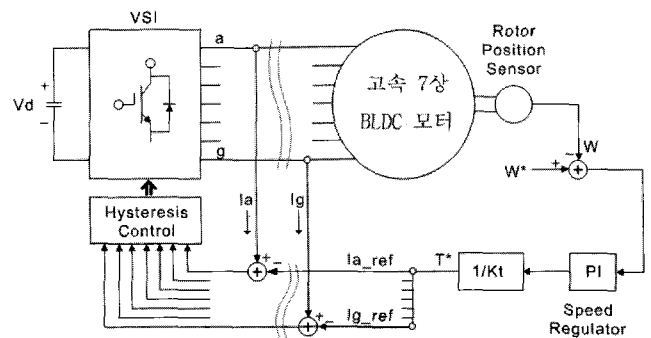


그림 1 고속 7상 BLDC 전동기의 제어 블록도
 Fig. 1 Control block of high speed 7 phase BLDC motor

† 正 會 員 : 國防科學研究所 研究員
 E-mail : hckim@add.re.kr
 * 正 會 員 : 釜山大 電氣工學科 大學院 博士課程
 ** 正 會 員 : 釜山大 電子電氣通信工學部 教授 · 工博
 *** 正 會 員 : 釜山大 電子電氣通信工學部 教授 · 工博
 接受日字 : 2007年 9月 10日
 最終完了 : 2007年 10月 17日

2. 고속 7상 BLDC 전동기 드라이브의 시뮬레이션 모델 전개

이 장에서는 고속 7상 BLDC 전동기 드라이브의 모델은 Matlab Simulink를 이용한 시뮬레이션 모델에 대해 서술한다. 고속 7상 BLDC 전동기 드라이브의 전체 블록도는 그림 2와 같다. 제안된 모델은 8개의 기능 블록도로 구성된다. 세부적으로는 역기전력 블록, 부하전류 블록, 히스테리시스 전류제어 블록, PWM 인버터 블록, 다이오드 정류기 블록, 스위치와 다이오드 전류 발생 블록, 속도/토크 제어기 블록, 진상각 블록 등으로 구성된다. 그림으로 나타내기에는 8개의 기능 블록도가 너무 많아 4개의 대표적 기능 블록도로 나타내었다.

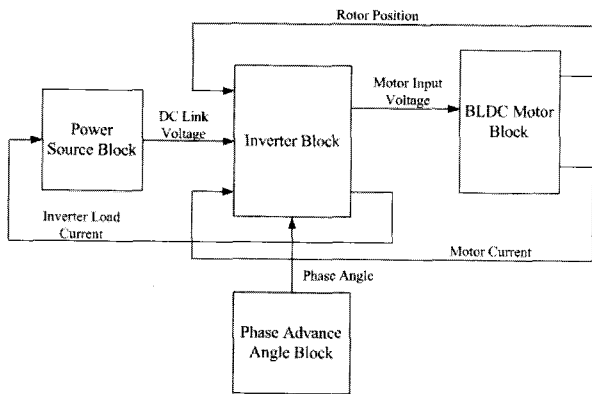


그림 2 고속 7상 BLDC 전동기 드라이브의 전체 블록도
Fig. 2 Total block diagram of high speed 7 phase BLDC motor drive

2.1 역기전력

역기전력은 회전자 위치(θ_r)의 함수이며, 식 (1)과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$E = K_e \omega_r \quad (1)$$

여기서 K_e 는 역기전력 상수이다.

역기전력 모델링을 위해 모든 7상 권선은 이상적인 역기전력 파형을 갖는다고 가정한다. 회전자 위치를 기준으로 역기전력을 수식으로 나타내면 a상 역기전력은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있으며, 나머지 상들의 역기전력 수식은 $2\pi/7$ 차이 만큼 이동되어 있다.

$$e_a = \begin{cases} (7E/\pi)\theta_r & (0 < \theta_r < \pi/14) \\ E & (\pi/14 < \theta_r < 13\pi/14) \\ -(7E/\pi)\theta_r + 7E & (13\pi/14 < \theta_r < 15\pi/14) \\ -E & (15\pi/14 < \theta_r < 27\pi/14) \\ (7E/\pi)\theta_r - 14E & (27\pi/14 < \theta_r < 2\pi) \end{cases} \quad (2)$$

Matlab Simulink에서 표현한 역기전력 모델은 그림 3과 같다.

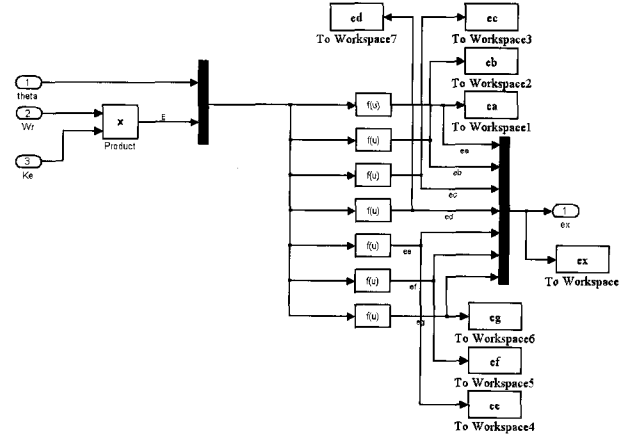


그림 3 역기전력 모델 블록
Fig. 3 Back EMF model block

2.2 속도 및 토크 제어 블록

고속 7상 BLDC 전동기의 속도 및 토크 특성은 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 댐핑 계수인 마찰 점성계수는 무시하였다.

$$\begin{aligned} \omega_r &= \frac{1}{J} \int (T_e - T_L) dt \\ &= \frac{1}{J} \int [(T_a + T_b + T_c + T_d + T_e + T_f + T_g) - T_L] dt \quad (3) \end{aligned}$$

전기적 출력 및 기계적 출력 사이의 관계는 식 (4)와 같다.

$$P_e = 3EI = P_m = T_e \omega_r \quad (4)$$

토크는 전류 크기를 변화시킴으로 제어를 할 수 있으며 식 (5)와 같다.

$$T_e = 3 \frac{E}{\omega_r} I = 3K_t I \quad (5)$$

여기서 K_t 는 토크 상수이며, $K_t = \frac{E}{\omega_r} = \frac{K_e \omega_r}{\omega_r} = K_e$ 이다. E 와 I 는 선간 역기전력 및 선간 전류이다.

식 (3), (4), (5)를 이용하여 토크 및 속도 제어 블록 모델을 만들 수 있다. 이 모델에서 회전자 속도(ω_r)로부터 회전자 위치(θ_r)가 변환할 수 있으며, 0에서 2π 까지 전기적 사이클을 갖는다. 역기전력 블록으로부터 역기전력 파형의 데이터를 받는다. 회전자 위치는 1회전 후 다시 시작하여야 하므로 Matlab 함수 "Floor"를 사용하였고, 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다. 함수 "Floor"는 배열의 임의의 실수값 또는 정수값 등에 대해 작은 값의 정수로 변환하는 함수이다.

$$f(u) = u[1] - [\text{floor}(u[1]/2\pi \ 2\pi)] \quad (6)$$

여기서 $u[1]$ 은 회전자 위치이다.

속도 및 토크 제어 블록 모델은 그림 4와 같다.

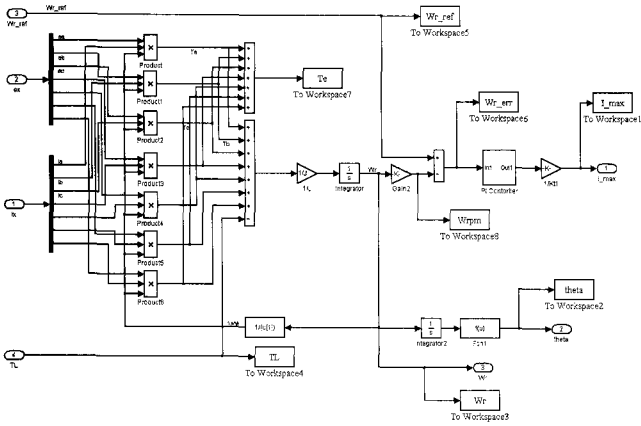
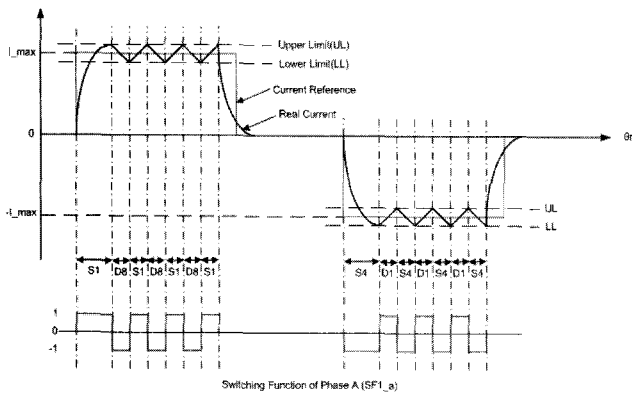


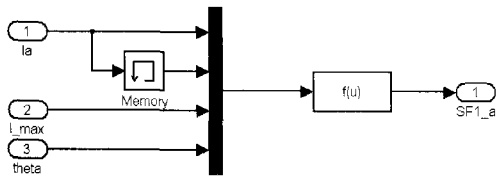
그림 4 속도 및 토크 제어 블록
Fig. 4 Control block for speed and torque

2.3 히스테리시스 전류 제어 블록

그림 5에서는 상 a에 관한 상전류의 히스테리시스 전류제어를 나타내었다. 상전류는 양의 전류 또는 음의 전류 구간에서 세부적으로 4 구간의 전류 극성이 변화하는 것으로 나눌 수 있다.



(a) 히스테리시스 전류제어기



(b) 전류제어기 블록

그림 5 a상 히스테리시스 전류 제어기 블록
Fig. 5 a phase hysteresis current controller block

이 4 구간의 상세한 설명은 다음과 같다.

- (1) $I_a > 0$ 인 경우
 - 구간 1 : $I_a < \text{Lower Limit}(LL) \rightarrow$ 스위치 S_1 이 켜짐
 - 구간 2 : $I_a > \text{Upper Limit}(UL) \rightarrow$ 스위치 S_1 이 꺼지고 D_8 이 통전됨
 - 구간 3 : $LL < I_a < UL$ 이고 $dI_a/dt > 0 \rightarrow S_1$ 이 켜짐

- 구간 4 : $LL < I_a < UL$ 이고 $dI_a/dt < 0 \rightarrow S_1$ 이 꺼지고 D_8 이 통전됨

(2) $I_a < 0$ 인 경우

- 구간 1 : $I_a > UL \rightarrow$ 스위치 S_8 이 켜짐
- 구간 2 : $I_a < LL \rightarrow$ 스위치 S_8 이 꺼지고 D_1 이 통전됨
- 구간 3 : $LL < I_a < UL$ 이고 $dI_a/dt < 0 \rightarrow S_8$ 이 켜짐
- 구간 4 : $LL < I_a < UL$ 이고 $dI_a/dt > 0 \rightarrow S_8$ 이 꺼지고 D_1 이 통전됨

Matlab Simulink에서 히스테리시스 전류제어 로직은 함수블록인 $f_a(u)$ 로 나타낼 수 있으며 a상전류 I_a , 전류 기준 I_{max} , 회전자 위치 θ_r 등의 입력에 의해 구해진다. 함수블록 $f_a(u)$ 에 적용된 로직은 식 (7)과 같다.

$$f_a(u) = (u[4] > \pi/14) \times (u[4] < 13\pi/14) \times \left[\begin{aligned} & (u[1] < u[3]*0.8) - (u[1] > u[3]*1.2) + \\ & \times \left[\begin{aligned} & (u[1] > u[3]*0.8) * (u[1] < u[3]*1.2) * (u[1] > u[2]) - \\ & (u[1] > u[3]*0.8) * (u[1] < u[3]*1.2) * (u[1] < u[2]) \end{aligned} \right] \\ & + (u[4] > 15\pi/14) \times (u[4] < 27\pi/14) \\ & - (u[1] > -u[3]*0.8) + (u[1] < -u[3]*1.2) - \\ & \times \left[\begin{aligned} & (u[1] < -u[3]*0.8) * (u[1] > -u[3]*1.2) * (u[1] < u[2]) + \\ & (u[1] < -u[3]*0.8) * (u[1] > -u[3]*1.2) * (u[1] > u[2]) \end{aligned} \right] \end{aligned} \right] \quad (7)$$

여기서 $u[1]$: 측정된 I_a , $u[2]$ 는 I_a 의 선행 값
 $u[3]$ 은 전류기준 최대값, $u[4]$ 는 회전자 위치
 $u[3] \times 0.8$ 은 하위 제한치, $u[3] \times 1.2$ 은 상위 제한치
나머지 스위칭 함수인 $SF_{1b} \sim SF_{1g}$ 도 SF_{1a} 와 같은 과정으로 구하면 된다.

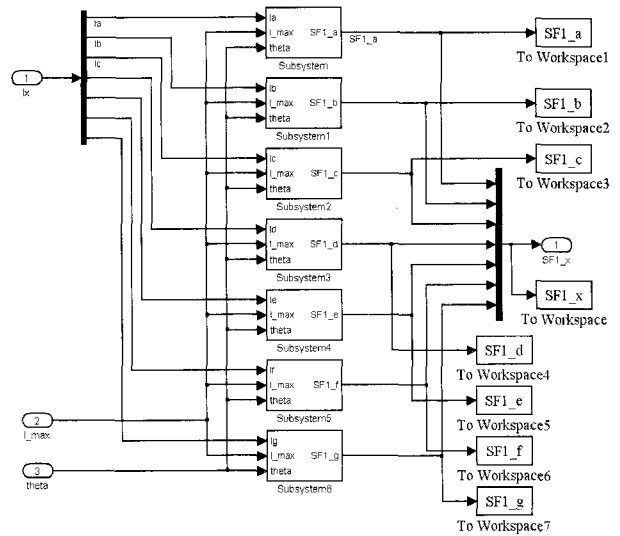


그림 6 히스테리시스 전류제어기 블록
Fig. 6 Hysteresis current controller block

2.4 PWM 인버터, 다이오드 정류기

그림 7에서는 7상 BLDC 전동기의 전압 및 전류 회로를 나타내고 있으며 3상인 경우 2상만 항상 도통하고 있으나, 7상인 경우 6상이 항상 도통하고 1상은 스위치 Off 구간에서 다이오드를 통한 정류를 하고 있다.

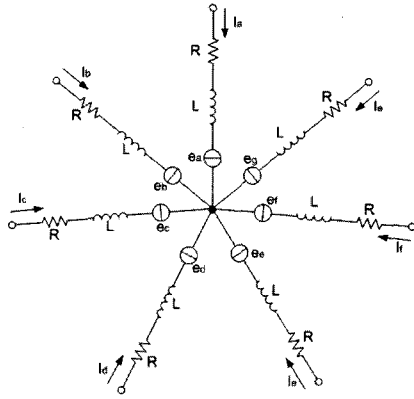


그림 7 7상 BLDC 전동기의 전압 및 전류 회로
Fig. 7 Voltage and current circuit of 7 Phase BLDC Motor

그림 7을 이용하여 전압 및 전류 방정식을 세우면 식 (8)과 같다.

$$\begin{cases}
 v_{ab} = R_{LL}i_1 + (L-M)_{LL} \frac{di_1}{dt} + e_{ab} \\
 v_{bc} = R_{LL}i_2 + (L-M)_{LL} \frac{di_2}{dt} + e_{bc} \\
 v_{cd} = R_{LL}i_3 + (L-M)_{LL} \frac{di_3}{dt} + e_{cd} \\
 v_{de} = R_{LL}i_4 + (L-M)_{LL} \frac{di_4}{dt} + e_{de} \\
 v_{ef} = R_{LL}i_5 + (L-M)_{LL} \frac{di_5}{dt} + e_{ef} \\
 v_{fg} = R_{LL}i_6 + (L-M)_{LL} \frac{di_6}{dt} + e_{fg} \\
 v_{ga} = R_{LL}i_7 + (L-M)_{LL} \frac{di_7}{dt} + e_{ga}
 \end{cases} \quad (8)$$

여기서 R_{LL} 은 선간 저항이며 $2R$ 과 같다.

$(L-M)_{LL}$ 은 선간 인덕턴스이며 $2(L-M)$ 과 같다.

$e_{ab}, e_{bc}, e_{ca}, e_{cd}, e_{de}, e_{ef}, e_{ga}$ 는 선간 역기전력이며, 예로 $e_{ab} = e_a - e_b$ 이다.

그림 7을 이용하여 상전류를 나타내면 식 (9)와 같다.

$$\begin{cases}
 i_a = i_1 + i_2 + i_3 - i_4 - i_5 - i_6 \\
 i_b = -i_1 + i_2 + i_3 + i_4 - i_6 - i_7 \\
 i_c = -i_1 - i_2 + i_3 + i_4 + i_5 - i_7 \\
 i_d = -i_1 - i_2 - i_3 + i_4 + i_5 + i_6 \\
 i_e = -i_2 - i_3 - i_4 + i_5 + i_6 + i_7 \\
 i_f = i_1 - i_3 - i_4 - i_5 + i_6 + i_7 \\
 i_g = i_1 + i_2 - i_4 - i_5 - i_6 + i_7
 \end{cases} \quad (9)$$

히스테리시스 블록에서 스위칭 함수 $SF1_a \sim SF1_g$ 를 이용하여 $V_{ao} \sim V_{go}$ 를 계산하면 식 (10)과 같다.

$$\begin{cases}
 v_{ao} = \frac{V_d}{2} SF1_a = \frac{V_d}{2} \sum_0^{\infty} A_n \sin(n\omega t) \\
 v_{bo} = \frac{V_d}{2} SF1_b = \frac{V_d}{2} \sum_0^{\infty} A_n \sin(n(\omega t - 51.4^\circ)) \\
 v_{co} = \frac{V_d}{2} SF1_c = \frac{V_d}{2} \sum_0^{\infty} A_n \sin(n(\omega t - 102.8^\circ)) \\
 v_{do} = \frac{V_d}{2} SF1_d = \frac{V_d}{2} \sum_0^{\infty} A_n \sin(n(\omega t - 154.2^\circ)) \\
 v_{eo} = \frac{V_d}{2} SF1_e = \frac{V_d}{2} \sum_0^{\infty} A_n \sin(n(\omega t - 205.6^\circ)) \\
 v_{fo} = \frac{V_d}{2} SF1_f = \frac{V_d}{2} \sum_0^{\infty} A_n \sin(n(\omega t - 257^\circ)) \\
 v_{go} = \frac{V_d}{2} SF1_g = \frac{V_d}{2} \sum_0^{\infty} A_n \sin(n(\omega t - 308.4^\circ))
 \end{cases} \quad (10)$$

인버터 선간 전압은 식 (11)과 같다.

$$\begin{cases}
 v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \frac{V_d}{2} (SF1_a - SF1_b) \\
 v_{bc} = v_{bo} - v_{co} = \frac{V_d}{2} (SF1_b - SF1_c) \\
 v_{cd} = v_{co} - v_{do} = \frac{V_d}{2} (SF1_c - SF1_d) \\
 v_{de} = v_{do} - v_{eo} = \frac{V_d}{2} (SF1_d - SF1_e) \\
 v_{ef} = v_{eo} - v_{fo} = \frac{V_d}{2} (SF1_e - SF1_f) \\
 v_{fg} = v_{fo} - v_{go} = \frac{V_d}{2} (SF1_f - SF1_g) \\
 v_{ga} = v_{go} - v_{ao} = \frac{V_d}{2} (SF1_g - SF1_a)
 \end{cases} \quad (11)$$

인버터 선간 전압에 대해 스위칭 함수로 나타내면 그림 8과 같다.

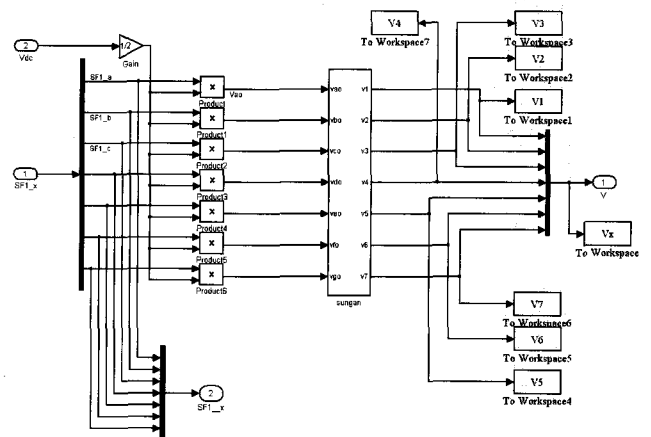


그림 8 인버터 선간 전압 블록
Fig. 8 Line to line voltage block of Inverter

순수 스위치 및 다이오드 전류에 흐르는 전류는 스위칭 함수 $SF2$ 를 이용하여 구할 수 있다. 각 상에는 $SF2$ 의 2개

스위칭 함수를 갖는다. SF2에 관련된 스위치는 스위치 S₁에 대한 SF2_{S1} 과 스위치 S₈에 대한 SF2_{S8}로 수식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} SF2_{S1} = SF1_a & (SF1_a > 0) \\ SF2_{S8} = SF1_a & (SF1_a < 0) \end{cases} \quad (12)$$

상 A에 대해 스위치 및 다이오드 전류를 계산하면 식 (13)과 같다.

$$\begin{cases} I_{S1s} = I_a \cdot SF2_{S1} & (I_a > 0) \\ I_{S1d} = I_a \cdot SF2_{S1} & (I_a < 0) \\ I_{S8s} = I_a \cdot SF2_{S8} & (I_a < 0) \\ I_{S8d} = I_a \cdot SF2_{S8} & (I_a > 0) \end{cases} \quad (13)$$

여기서 I_{S1s}와 I_{S1d}는 스위치 S1의 순수 스위치 및 다이오드 전류로 I_{S1} = I_{S1s} - I_{S1d}이다.

I_{S8s}와 I_{S8d}는 스위치 S8의 순수 스위치 및 다이오드 전류로 I_{S8} = I_{S8s} - I_{S8d}이다.

인버터 입력 전류는 식 (14)와 같다.

$$I_m = I_{S1} + I_{S2} + I_{S3} + I_{S4} + I_{S5} + I_{S6} + I_{S7} \quad (14)$$

인버터 상전류에 대해 스위칭 함수로 나타내면 그림 9와 같다.

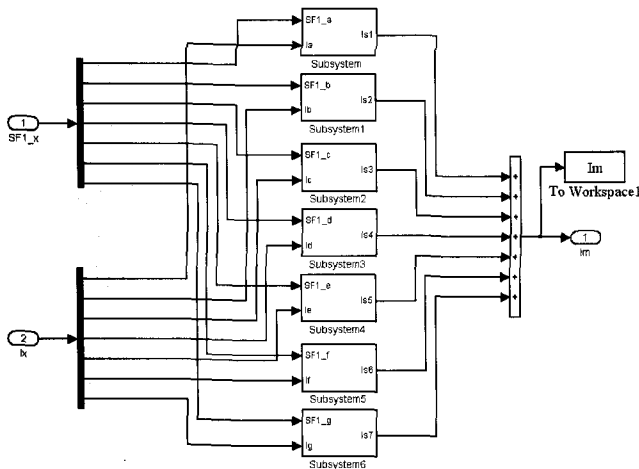


그림 9 인버터 상전류 블록
Fig. 9 Inverter phase current block

3. 고속에 적용할 진상각 개념

상기에서 언급한 바와 같이, 7상 BLDC 전동기를 약 25,000[rpm]의 고속으로 운전할 경우, 속도가 증가할수록 스위칭 소자의 스위칭 시간이 짧아져 di/dt에 의한 주파수 상승에 의해 리액턴스 값이 크게 나타난다. 증가된 리액턴스 효과는 역기전력에 대한 상전류의 지연 및 상전류의 완만한 상승으로 나타난다.

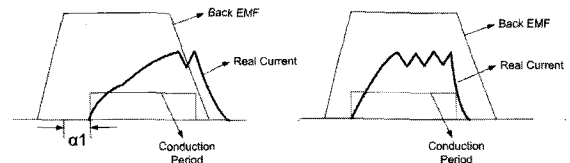
7상 BLDC 전동기의 고속 운전시 나타나는 상전류의 리액턴스 효과를 보상하기 위해 커패시터 효과를 주는 상전류의 진상각(phase advance angle)을 적용하여야 한다.

본 논문에서는 25,000[rpm]으로 고속 회전하는 7상 BLDC 전동기에 대해 시뮬레이션 모델을 연구하기 위해 고속 운전시 나타나는 상전류의 지연을 보상하는 진상각을 적용한 고속 7상 BLDC 전동기 드라이브의 모델을 제시하고자 한다.

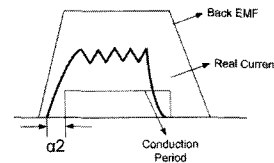
그림 10 (a)에서는 25,000[rpm]으로 회전하였을 시 나타나는 현상을 그림으로 나타낸 것으로 역기전력에 대한 상전류 지연 및 완만한 상승에 대한 현상을 도시한 것이다. 이 그림에서 보듯이 상전류가 각 α1 만큼 지연되어 있으므로 진상각을 각 α1 만큼 진상(Leading Angle)시켜 보상하는 개념을 먼저 적용하면 그림 10 (b)와 같이 상전류의 통전 위치는 역기전력의 편편한 시작점과 만나게 할 수 있다.

그러나 고속 운전의 리액턴스 효과에 의한 초기 완만한 상전류의 기울기는 토크 성분을 작게 만들게 된다. 그래서 2차적인 진상각을 적용할 필요가 있게 된다. 각 α2는 설계자가 α2 값에 대해 적절한 값을 속도에 맞도록 수정할 필요가 있다.

결국 고속 운전시 보상이 필요한 진상각 α1과 α2 값을 적용시 그림 10의 (c)와 같은 사각파에 가까운 상전류를 얻을 수 있다.



(a) 고속시 진상각 α1 (b) α1 적용후 상전류 파형



(c) 고속시 α1 적용후 추가 보상할 진상각 α2

그림 10 고속 운전시 적용하는 진상각 개념
Fig. 10 Phase advance angle adopted for high speed

4. 시뮬레이션 및 실험결과

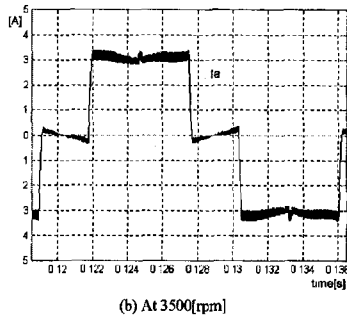
본 논문에서는 진상각 α1과 α2 값을 적용한 고속 7상 BLDC 전동기의 시뮬레이션 수행에 필요한 모델 개발을 위해 몇 편의 논문을 분석하였고 가장 적절한 논문을 선택해 유사 결과가 나오는 지를 검증해 보았다[3].

선택된 논문의 시뮬레이션 모델을 이용해 본 논문에서 필요한 고속 7상 BLDC 전동기 모델을 개발하였고, 고속 운전시 상전류 지연에 따른 보상이 필요한 진상각 알고리즘이 포함된 고속 7상 BLDC 전동기 모델을 개발을 하였다.

진상각 특성을 확인하기 위해 시뮬레이션 결과와 개발된 7상 BLDC 전동기의 실험 결과와 비교를 해 보았다.

(1) 3상 BLDC 전동기 모델과 비교

그림 11은 기 논문에 발표된 적절한 3상 BLDC 전동기에 대한 3500[rpm]시 수행된 상전류 파형이다. 그림 12는 3상 BLDC 전동기에 대해 개발한 모델로 시뮬레이션한 상전류 파형으로 그 결과가 잘 맞는 것으로 판단된다[3].



(b) At 3500[rpm]

그림 11 발표된 3상 BLDC 전동기

Fig. 11 Simulation result published by 3 phase BLDC motor

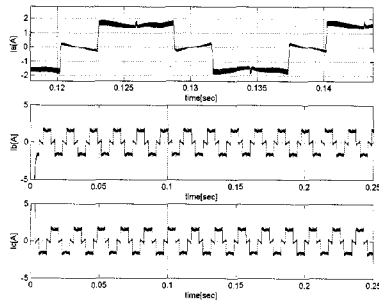
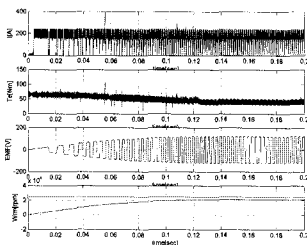


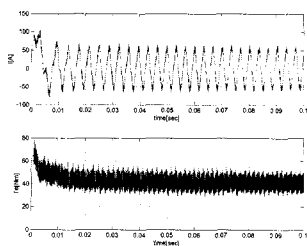
그림 12 개발된 모델로 시뮬레이션 수행한 3상 BLDC 전동기
Fig. 12 Simulation result proposed by the developed 3 phase BLDC motor

(2) 고속 7상 BLDC 전동기 시뮬레이션 결과

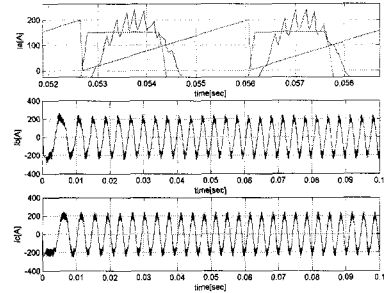
그림 13은 25,000[rpm] 지령에 대한 진상각이 없는 경우의 결과이다. 고속 운전시 발생된 리액턴스의 증가 현상에 의한 상전류 지연현상에 의해 부토크가 만들어져 지정속도를 추종 못하고 있다. 그림 14는 25,000[rpm] 지령에 대한 진상각이 5°를 보상한 경우의 결과이다. 고속 운전시 발생된 리액턴스의 증가 현상에 의한 상전류 지연현상에 대해 진상각을 적용함으로써 상전류가 역기전력의 기준점과 가까워짐으로서 부토크가 작아져 지정속도를 추종하고 있다.



(a) 실효값 상전류/토크/역기전력/회전수



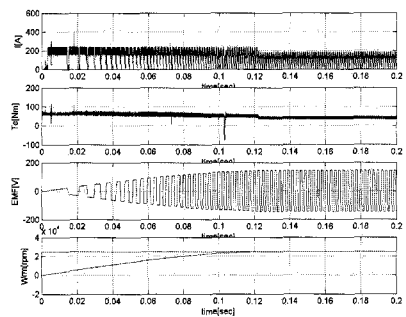
(b) 선간전류 및 토크



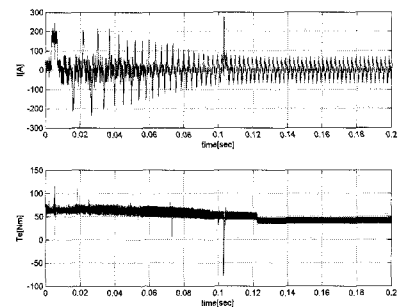
(c) 상전류

그림 13 진상각 없는 경우 시뮬레이션 결과

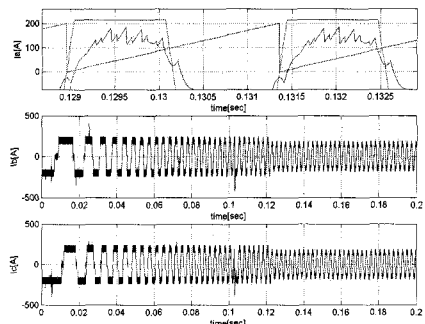
Fig. 13 Simulation results without phase advanced angle



(a) 실효값 상전류/토크/역기전력/회전수



(b) 선간전류 및 토크



(c) 상전류

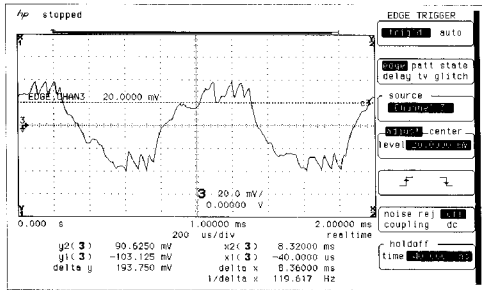
그림 14 진상각 5°인 경우 시뮬레이션 결과

Fig. 14 Simulation results with phase advanced angle 5°

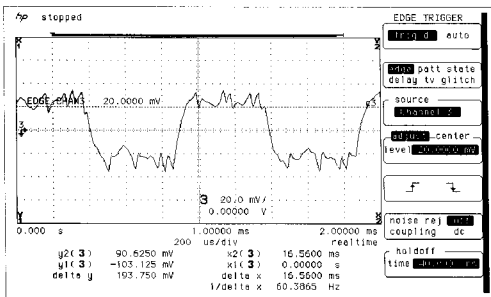
(3) 고속 7상 BLDC 전동기 실험 결과

고속 7상 BLDC 전동기에 대해 15,000[rpm]~20,000[rpm]에 대해 부하시험을 수행해 보았다. 그림 15 (a)는 진상각을 적용하지 않은 경우로서, 고속에 의한 상권선의 리액턴스 증가에 의한 역기전력에 대한 상전류가 크게 지연되는 것과 전류 기울기가 완만한 것을 알 수 있다.

그림 15 (b)는 진상각을 적용한 경우로서, 상전류가 (a) 그림에 비해 상전류 모양이 개선되는 것을 알 수 있다. 실험의 상세한 내용은 기 게재된 논문을 참조하면 된다[6].



(a) 진상각이 없는 경우 실험결과



(b) 진상각 적용한 경우 실험결과

그림 15 고속 7상 BLDC 전동기 실험 결과
Fig. 15 Test results of 7 phase BLDC motor

표 1에서 알 수 있듯이 엔코더 진상각을 주지 않았을 때와 11° 주었을 경우 출력이 나오지 못하고 있으며, 상전류 ZC(Zero Crossing)과 역기전력 ZC의 위상차가 -로 나타나 원하는 토크를 얻을 수 없었다. 진상각을 더 키우는 경우 상전류 ZC과 역기전력 ZC의 위상차가 +로 커지기 때문에 역토크가 발생하여 원하는 출력을 내기위해 상에 흐르는 전류는 점점 커지고 있었다. 결론적으로 속도 20,000RPM 기준으로 가장 적절한 엔코더 진상각은 22°가 가장 적절한 값을 알 수 있다.

표 1의 엔코더 진상각은 22°에서 자세히 보면 “엔코더 및 상전류 ZC 위상차”는 역기전력과 상전류의 위상이 같아지는 위치를 나타내고 있으며 그 위치가 역기전력에 대해 상전류를 14° 진상(Phase advance)한 위치에서 같아진다. “상전류 ZC와 역기전력 ZC 위상차”는 역기전력에 대해 상전류를 더 진상했을 때 나타내고 있으며 그 위치는 역기전력에 대해 상전류를 +8°를 더 진상한 위치이다. 이와 같이 20,000[rpm] 부하시 역기전력에 대해 상전류를 동상한 것 보다 더 진상시켜야 고출력이 됨을 알 수 있다.

표 1 엔코더 진상각에 따른 상전류 및 출력 특성

Table 1 Phase current and output characteristic with phase advance angle of encoder

| 엔코더 진상각 | 속도 (RPM) | 상전류 실효치(A) | 출력 (KW) | 엔코더와 상전류 ZC 위상차 | 상전류 ZC과 역기전력 ZC 위상차 |
|---------|----------|------------|---------|-----------------|---------------------|
| 0° | 10,000 | 33 | 9 | - | - |
| | 15,260 | 148 | 51 | +46° | -46° |
| 11° | 10,000 | 33 | 9 | - | - |
| | 18,540 | 129 | 67 | +40° | -28° |
| 22° | 10,000 | 38 | 9 | - | - |
| | 20,000 | 118 | 74 | +14° | +8° |
| 34.6° | 10,000 | 53 | 9 | - | - |
| | 20,000 | 137 | 74 | +10° | +23° |
| 45.4° | 10,000 | 61 | 9 | - | - |
| | 20,000 | 157 | 74 | +10° | +36° |

3. 결 론

본 논문에서 제안된 진상각을 적용한 고속 7상 BLDC 전동기 시뮬레이션 모델은 약 25,000[rpm] 정도의 고속으로 BLDC 전동기를 회전시 발생하는 상권선의 리액턴스 증가로 역기전력에 대한 상전류가 동위상이 되지 않고 상전류의 지연이 나타난다. 이를 보상하기 위한 진상각을 적용한 고속 7상 BLDC 전동기에 대한 시뮬레이션 모델을 구현하였다.

진상각의 원인 및 진상각을 적용하는 방법등에 대해 고찰해 보았고, 제안된 7상 BLDC 전동기의 시뮬레이션 모델을 이용하여 고속시 나타나는 상전류의 지연 현상을 시뮬레이션 해 보았다.

또한 실험에 의해 고속시 역기전력에 대한 상전류의 지연 현상을 확인해 보았고, 진상각을 적용시 개선된 상전류를 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] S. K. Safi, P. P. Acarnley, A.G. Jack, "Ananalysis and Simulation of the High-speed Torque Performance of Brushless DC Motor Drive," IEE Proc. Electro. Power Appl., Vol. 142, No. 3, pp.191-200, May 1995.
 [2] S. I. Park, T. S. Kim, S. C. Ahn, and D. S. Hyun , "An Improved Current Control Method for Torque Improvement of High-Speed BLDC Motor," IEEE, pp. 294-299, 2003.
 [3] B. K. Lee, and M. Ehasani, "Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives," IEEE. Journal of Power Electronics , vol. 3, No. 2, pp.124-138, April, 2003.

저 자 소 개



김현철 (金賢哲)

1963년 5월 5일 생. 1989년 부산대 전기공학과 졸업. 1991년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992~현재 국방과학연구소 선임연구원

Tel : 055-540-6144

E-mail : hckim@add.re.kr



김장목 (金長睦)

1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 전기공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년~2001년 한전 전력연구원 선임연구원. 2001년 5월~현재 부산대 컴퓨터 및 정보통신연구소 연구원. 2001년 3월~현재 부산대 전자전기 정보컴퓨터 공학부 조교수.

Tel : 051-510-2366

E-mail : jmok@pusan.ac.kr



오형식 (吳亨植)

1978년 2월 16일생. 2003년 대구대 정보통신공학부 제어계측 졸업. 2006년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년~현재 부산대 대학원 전기공학과 박사과정 중

Tel : 051-510-2866

E-mail : jeuse96@nate.com



김철우 (金喆遇)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 부산대 전자전기정보컴퓨터공학부 교수.

Tel : 051-510-2368

E-mail : kimcu@pusan.ac.kr