

7상 BLDC 전동기 구동시스템을 위한 새로운 전류제어기에 관한 연구

李 碩, 全 潤 石, 睦 亨 洙, 金 德 根

A Study on New Current Controller for 7-Phase BLDC Motor Drive System

Surk Lee, Ywun-Seok Jeon, Hyung-Soo Mok, Duk-Keun Kim

요 약

현재 산업용, 가정용 전동기의 수요는 급증하고 있다. 이는 스위칭 소자와 제어기술의 현저한 진보가 있었기 때문이며 이중 BLDC 전동기의 사용이 증가하고 있다. 그러나 일반적으로 사용되고 있는 3상 BLDC 전동기 맥동토크가 크고 속도변화에 민감하며 높은속도에 적용하는데 한계가 있다^[1]. 이러한 문제를 해결하기 위해서는 전동기의 상과 극수, 슬롯수를 증가시켜야만 한다. 그래서 현재 다상 BLDC 전동기의 연구가 진행중에 있다. 하지만 다상 BLDC에서는 높은 스위칭 주파수로 인해서 일반적으로 쓰고 있는 히스테리시스 전류제어기를 쓸 수 없다^{[2][3][4]}.

본 논문에서는 7상 BLDC 전동기 구동시스템을 설계하였으며 MSTC라는 새로운 전류제어기를 제안하였고 7상 BLDC 전동기에 적용하여 시뮬레이션과 실험을 통해서 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

Recently, the demand of motor for industrial, household machinery is increasing. As Switching devices and control technology are progressing, so the use of BLDC Motor is increasing. But 3-Phase BLDC Motor generally used has pulsating torque and speed variation in commutation, so the range of its application is limited to high speed operation.^[1] Especially, to solve these problems, it is necessary to increase phase of Motor, so study of Poly-Phase BLDC Motor is progressing. However, when hysteresis current controller is used, switching frequency is highly increasing.^{[2][3][4]}

In this paper, 7-Phase BLDC Motor drive system is designd. Also MSTC(Minimum Switching Time Controller) is proposed and with simulation and experiment, their validites are verified.

Key Words : 7-Phase BLDC Motor, Switching Frequency, Commutation, Current Controller, MSTC(Minimum Switching Time Controller)

1. 서 론

오늘날 전동기의 수요는 날로 급증하고 있으며 이중 BLDC 전동기는 DC 전동기와 같은 속도-토크 특성을 가지므로 제어에 적합하면서도 유지 보수가 용이한 장점으로 인하여 현재 가정용, 산업용에서 그 수요가 증

가하고 있는 추세이다. 그러나 이러한 장점에도 불구하고 현재 일반적으로 사용되고 있는 3상 BLDC 전동기의 경우 전류(轉流)시 발생하는 맥동토크와 이로 인한 속도 변동 및 진동에 의하여 고속에서 그 적용범위가 제한되고 있다.^[1] 이러한 3상 BLDC 전동기의 맥동토크 문제를 해결하기 위해서는 BLDC 전동기의 상수,

극수 또는 슬롯수를 증가시키는 것이 필요하며 최근의 반도체 기술의 발달로 인한 스위칭 소자의 소형 저가화 추세에 힘입어 맥동토크를 현저히 줄일 수 있는 다상 BLDC 전동기의 개발이 활발히 이루어지고 있다.

이중 7상 BLDC 전동기의 경우 맥동토크를 저감할 뿐만 아니라 3상 BLDC 전동기에 비해 스위칭 소자와 권선의 이용률 및 단위 중량당 출력비가 증가하는 장점을 가지므로 고속, 고효율 특성을 요구하는 정밀한 고속 가공기, 산업용 전용기기 및 각종 수중 추진 전동기 등의 응용분야에 적합하다.

다상 BLDC 전동기의 구동시스템에서는 드라이버 용량에 의해 상전류가 결정되고 최대속도에 의해 상당 최대역기전력이 결정되며 이때 최대출력(또는 전자적인 발생 토크)은 (상수-1)에 비례한다. 이러한 다상 BLDC 전동기중 7상 BLDC 전동기의 경우 맥동토크가 적으며 동일한 소자 정격을 가질 경우 3상 BLDC 전동기에 비해 300%, 6상에 비해 12%의 높은 출력밀도를 가진다. 따라서 전동기의 크기를 소형화시킬 수 있다는 장점이 있으므로 고속, 고효율용의 전동기 응용분야에 적합하다. 그러나 고속, 고효율용의 전동기 제작에 있어서 고속에서의 역기전력 제한을 위하여 일반적으로 권선수가 제한되므로 7상 BLDC 전동기는 낮은 권선 인덕턴스를 가지게 된다. 따라서 일반적으로 사용되고 있는 히스테리시스 제어기의 경우 스위칭 주파수가 크게 증가하는 문제로 인하여 전류제어가 어려운 단점이 있다.^{[2][3][4]}

본 논문에서는 고속, 고효율용의 7상 BLDC 전동기의 구동시스템을 설계 및 해석하였으며 또한 전류제어기에서 스위칭 주파수 증가를 방지하기 위하여 스위칭 소자의 최소 온-오프 시간을 유지시키는 기법을 적용한 새로운 전류제어기인 MSTC(Minimum Switching Time Controller)를 제안하였으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 검증하였다.

2. 7상 BLDC 전동기 구동시스템 모델링 및 해석

2.1 기본구조

7상 BLDC 모터의 기본구조는 그림 1과 같이 각상의 권선이 전기각으로 $2/7\pi$ 간격으로 배치되어 있으며, 일정한 토크출력과 최대한의 출력밀도를 얻기 위해서는 항상 6개의 상이 도통해야 하므로 각 상 권선내의 두 개의 도체는 전기각으로 $6/7\pi$ 간격으로 배치된다.

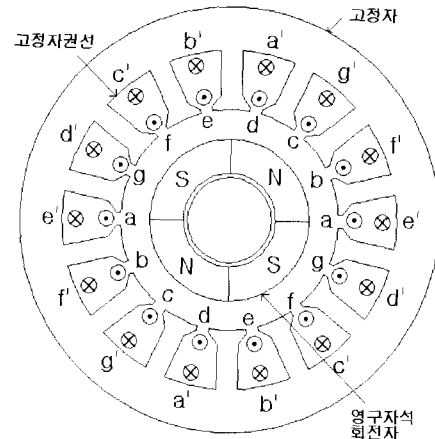


그림 1 7상 BLDC 전동기의 구조
Fig. 1 Structure of 7-Phase BLDC motor

이러한 7상 BLDC 모터의 역기전력 파형은 그림 2와 같이 각 반주기동안 $6/7\pi$ 의 평탄한 구간을 가지는 사다리꼴 파형으로 근사화 할 수 있으며 따라서 일정한 토크를 발생시키기 위하여 $6/7\pi$ 의 도통구간동안 전류가 일정하게 흐르도록 제어하여야한다.

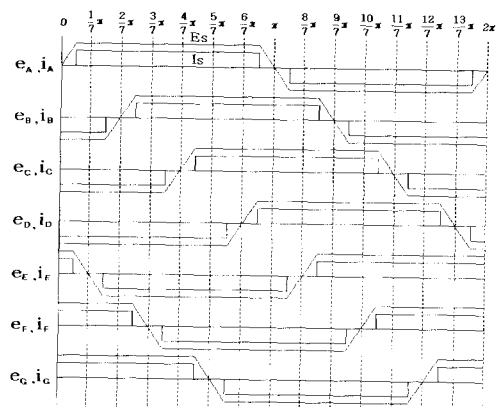


그림 2 7상 BLDC 전동기의 역기전력 및 전류파형
Fig. 2 Back EMF and current waveform of 7-Phase BLDC motor

2.2 구동시스템 모델링

7상 BLDC 전동기의 경우 그림 3과 같은 구동시스템으로 나타낼 수 있으며 이 구동시스템의 모델은 식 (1), (2), (3)와 같이 표현된다.

$$V_X = Ri_X + (L - M) \frac{di_X}{dt} + e_X \quad (1)$$

단, $X = A, B, C, D, E, F, G$

$$i_A + i_B + i_C + i_D + i_E + i_F + i_G = 0 \quad (2)$$

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (3)$$

$$T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C + e_D i_D + e_E i_E + e_F i_F + e_G i_G}{\omega}$$

$$= \frac{6E_s I_s}{\omega} \quad (4)$$

식 (4)에서 볼 수 있듯이 7상 BLDC 전동기에서는 순시적으로 6상이 도통되므로 토크는 각상 역기전력과 전류곱의 6배에 비례하며 이 경우 3상에 비하여 동일 정격을 가지는 구동시스템을 사용한 경우 300%의 출력증가를 가짐을 알 수 있다.

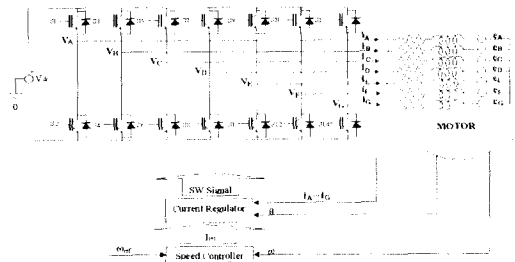


그림 3 7상 BLDC 모터 구동시스템
Fig. 3 7-Phase BLDC motor drive system

2.3 전류시 각 상의 공급전압 해석

BLDC 전동기의 경우 그림 4와 같이 전류(轉流)구간이 발생하게 되므로 구동시스템의 모델이 그림 5와 같이 변하게 된다. 따라서 각 상에 흐르는 전류의 정확한 해석을 위해서는 도통상태에 따른 각 상의 공급전압에 대한 해석이 필요하다. 그림 3에서 전동기의 스위칭 상태에 따라 인가전압을 수식화 하면 식 (5), (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_X = V_{Xg} + V_{g0} \quad (5)$$

$$V_{Xg} = V_{dc}(S_X - 0.5) \quad (6)$$

단, $X = A, B, C, D, E, F, G, S_X = 1$ or 0

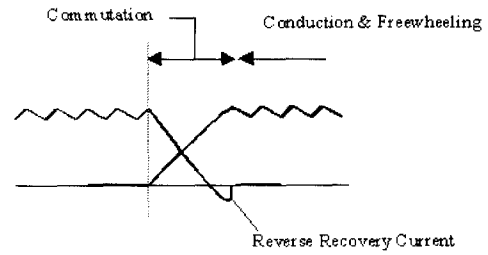


그림 4 전류현상
Fig. 4 Commutation

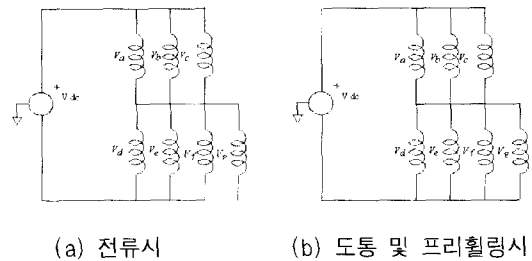


그림 5 도통상태에 따른 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuits according to the conduction state
(a) 전류시
(b) 도통 및 프리휠링
Fig. 5 Equivalent circuits according to the conduction state
(a) Commutation
(b) Conduction & Freewheeling

도통 및 프리휠링 구간에서는 3개의 상전류가 양의 방향, 3개의 상전류가 음의 방향, 1개의 상전류는 0이 된다. 따라서 식 (7)에 따라 중성점간 전압 V_{g0} 는 식 (9)와 같이 나타나게 되며 그림 5(b)와 같은 모델을 가지게 된다.

$$i_A + i_B + i_C + i_D + i_E + i_F + i_G = 0 \quad (7)$$

$$V_{g0} = \frac{1}{7} \{e_A + e_B + \dots + e_F + e_G\} \quad (8)$$

$$\therefore V_{g0} = \frac{1}{6} \{e_A + e_B + \dots + e_F\} = 0 \quad (9)$$

또 도통 구간에서는 7상이 모두 도통상태에 있으므로 중성점간 전압 V_{g0} 는 G상의 전류가 무도통구간에 있을 경우 식 (11)과 같이 나타낼 수 있으며 그림 5(a)와 같은 모델을 가지게 된다.

식 (5)~(11)을 이용하여 각 도통상태별 각 상의 공급전압과 이때의 전류를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{g0} &= \frac{1}{7} \{e_A + e_B + \dots + e_F + e_G - V_{Gg}\} \\
 &= \frac{1}{7} \{e_G - V_{Gg}\} \\
 &= \frac{1}{7} \left\{ e_g - \left(\pm \frac{V_{dc}}{2} \right) \right\} \quad (10)
 \end{aligned}$$

$$\therefore V_{g0} = -\frac{1}{7} \left(\pm \frac{V_{dc}}{2} - e_G \right) \quad (11)$$

3. 제안된 전류제어기 : MSTC

히스테리시스 전류제어기는 7상 BLDC 전동기의 낮은 권선 인덕턴스로 인한 상전류의 스위칭시 시간에 대한 전류의 기울기를 크게 하므로 일정한 크기의 상전류 파형을 만들지 못해서 불균일한 토크를 만들게 되고 이 경우 스위칭 주파수가 크게 상승하게 된다.

이를 방지하기 위하여 그림 6과 같이 스위치 턴 온-오프시에 스위칭 소자의 최소 온-오프 유지시간동안 상태를 유지시킨 후 스위치를 턴 온-오프 시키는 MSTC를 제안하였다. 그림 6에서 보이는 것과 같이 최소 온 유지시간을 t_{rmin} , 오프 유지시간을 t_{fmin} 이라 하면 전류가 양의 방향으로 흐를 때 전류 운용 스위치는 S_{up} , 오프 스위치는 S_{lo} 가 되며 $T_0 \sim T_1$ 에서 $preset_i > 0$ 이므로 S_{up} 은 턴 온, S_{lo} 는 턴 오프가 되어야 하지만 스위치 오프 유지시간에 의하여 t_{fmin} 시간 후에 턴 온 되며 $preset_i < 0$ 일 때도 마찬가지로 온-오프 동작을 수행하게 된다.

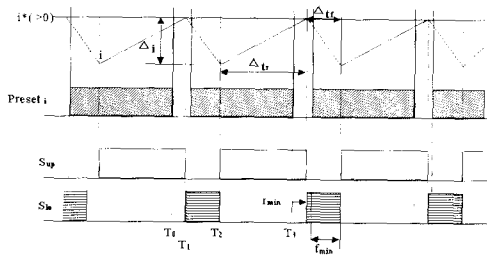


그림 6 MSTC의 스위칭 파형

Fig. 6 Switching waveform of MSTC
 preset i : 기준전류

3.1 가변 주파수를 가지는 MSTC

전류제어기인 MSTC는 고정주파수를 가지는 MSTC

와 가변주파수를 가지는 MSTC, 두가지의 방법이 있지만 본 논문에서는 가변주파수를 가지는 MSTC는 속도에 따라 주파수와 전류리플이 변하게 된다. 또한, 최소 온 유류리플의 크기가 변하게 된다. 전류리플 및 스위칭 주파수는 식 (12)~식 (19)와 같이 구할 수 있다.

$$\Delta t_r = \frac{(V_{dc} + 2E)}{(V_{dc} - 2E)} \Delta t_f \quad (12)$$

$$f_s = \frac{1}{\Delta t_r + \Delta t_f} = \frac{V_{dc} - 2E}{2V_{dc}} \frac{1}{\Delta t_f} \quad (13)$$

$$i) t_{rmin} \geq \frac{V_{dc} + 2E}{V_{dc} - 2E} \Delta t_{fmin} \quad (14)$$

$$f_s = \frac{V_{dc} - 2E}{2V_{dc}} \frac{1}{t_{fmin}} \quad (15)$$

$$\Delta i = \frac{V_{dc} + 2E}{2(L - M)} t_{fmin} \quad (16)$$

$$(ii) t_{rmin} < \frac{V_{dc} + 2E}{V_{dc} - 2E} \Delta t_{fmin} \quad (17)$$

$$f_s = \frac{V_{dc} + 2E}{2V_{dc}} \frac{1}{t_{rmin}} \quad (18)$$

$$\Delta i = \frac{V_{dc} - 2E}{2(L - M)} t_{rmin} \quad (19)$$

V_{dc} : DC링크 전압

E : 역기전력

t_{rmin} : 최소 온 유지시간

t_{fmin} : 최소 오프 유지시간

f_s : 주파수

Δi : 전류리플

Δt_r : 온 시간

Δt_f : 오프 시간

L : 자기인덕턴스

M : 상호인덕턴스

그림 7과 그림 8은 최소 온 유지시간과 오프 유지시간에 따른 속도에 따른 스위칭 주파수 및 전류 리플의 관계를 보여주고 있으며 굵은 실선은 $t_{rmin} = t_{fmin} = 5$ [μs] 일 때의 스위칭 주파수와 전류리플의 궤적을 나타내고 있다.

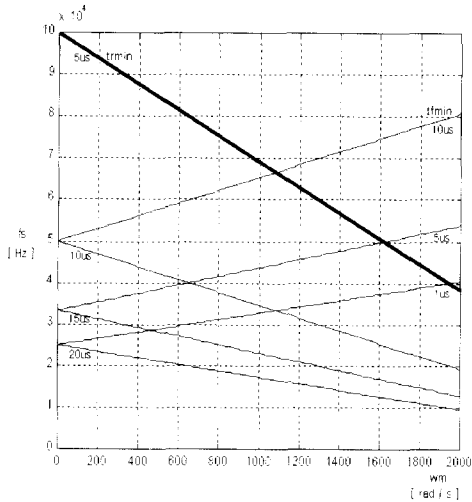


그림 7 속도에 따른 스위칭 주파수
Fig. 7 Switching frequency according to speed

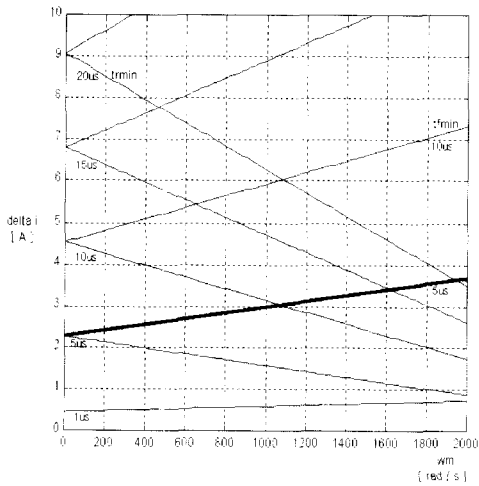


그림 8 속도에 따른 전류리플
Fig. 8 Current ripple according to speed

4. 시뮬레이션

4.1 EPLD 설계 및 시뮬레이션

본 논문의 실험용 시스템 설계는 메인 프로세서로 TI(Texas Instrument)사의 16bit DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320F240과 Altera사의 EPLD인 EPF10KTC144-3을 사용하였다. EPLD는 엔코더 신호를 이용하여 전류(Commutation)신호를 생성시키는 기

능 및 비교기에서 출력된 Preset 전류를 최소유지시간 동안 지연시킨 후 Dead Time을 유지시킨 스위칭신호를 발생시키는 부분으로 구성되어 있다.

또, EPF10KTC144-3에서는 DSP로부터 전달받은 각종 데이터를 처리할 수 있는 부가적인 로직과 보호회로로부터 받은 외부신호로부터 스위칭 신호를 차단하는 로직으로 구성되어 있다.

그림 9는 EPF10KTC144-3에 내장되어 있는 디지털회로의 전체 로직을 보여주고 있다. 전체 로직 안에는 MOSFET이 유지하여야 할 최소 유지시간 자연로직과 모터 구동시 각상의 엔코더 신호를 조정하는 Commutation Sensor(CS) 신호 발생 로직을 포함하고 있다.

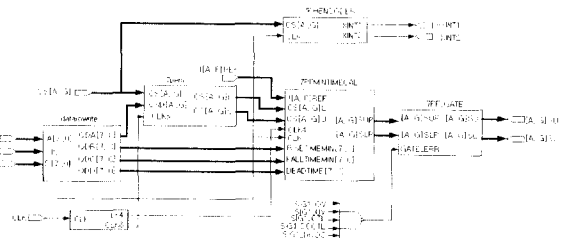


그림 9 EPLD의 전체로직
Fig. 9 The Whole Logic of EPLD

4.1.1 최소 유지시간 지연로직

EPLD내에 프로그래밍된 스위칭시 MOSFET이 유지하여야 할 최소 온-오프 유지시간동안 스위칭 신호를 지연시키는 로직이며 그림 10에서 보여주고 있다. 그림 10에서 보는 바와 같이 로직은 2개의 펄스타이머와 데드타임 블록으로 구성되어 있으며 전류의 기준신호가 양의 방향 또는 음의 방향인가에 따라 Conduction 스위치와 프리휠링 스위치가 바뀌게 되므로 버스 Selector에 의하여 선택하도록 구성되어 있다.

그림 11과 그림 12는 Conduction 유지시간을 5 μs 프리휠링 유지시간을 5 μs로 유지하였을 때의 EPLD 시험파형을 시뮬레이션한 결과이다. 이 때 Preset 전류신호는 임의의 매우 높은 펄스로 인가하였으며 최소 유지시간 자연로직이 없다면 스위칭 신호는 Preset 전류와 같이 인가되어야 한다. 그림 11에서는 CS (Commutation Sensor)중에서 Upper(CSU)가 1로 될 때 전류의 기준신호가 양의 방향이므로 Conduction 스위치가 Upper 스위치(SU)가 되므로 Upper 스위치의 온 유지시간이 5 μs로 유지됨을 알 수 있으며 Lower 스위치(SL)는 5 μs동안 유지됨을 알 수 있다.

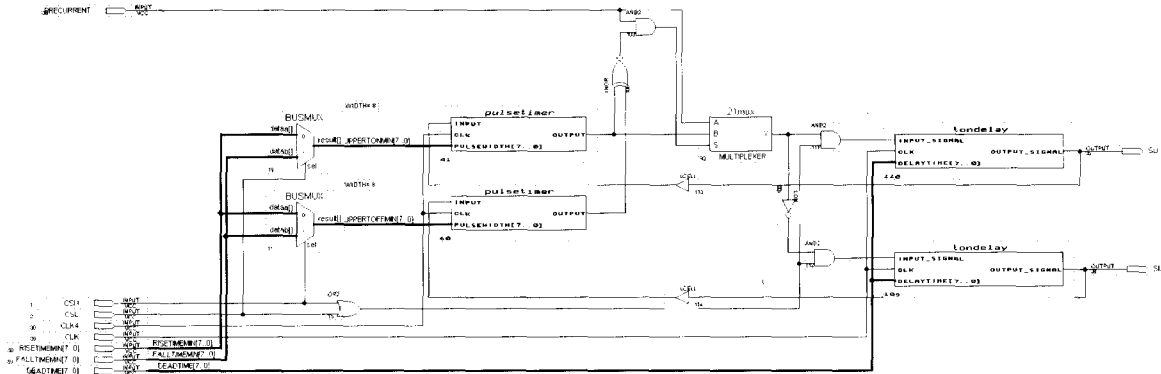


그림 10 최소 유지시간 지연로직
Fig. 10 Minimum Sustenance Time Delay Logic

그림 12의 경우 반대되는 경우로서 Lower Switch의 온 유지시간이 5 μ s로 유지됨을 알 수 있으며 Upper 스위치는 5 μ s동안 유지됨을 알 수 있다. 또, 데드타임 블록에 의하여 Upper 스위치와 Lower 스위치와의 사이에 데드타임을 2 μ s동안 유지시켰다. 이러한 온-오프 유지시간 및 데드타임을 DSP에서 연산하여 EPLD로 데이터 값으로 보내지게 된다.

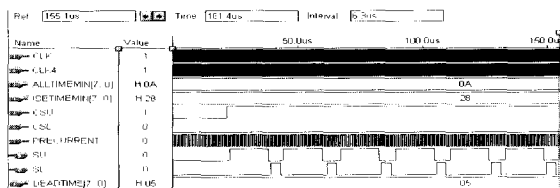


그림 11 CSU = 1 일 때의 스위칭 파형
Fig. 11 Switching Waveform of CSU = 1

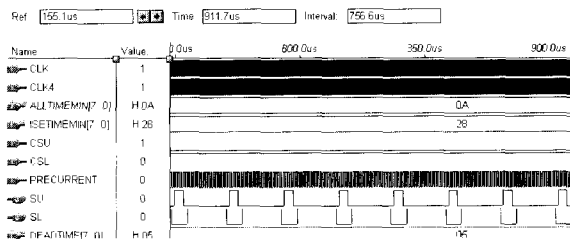


그림 12 CSL = 1 일 때의 스위칭 파형
Fig. 12 Switching Waveform of CSL = 1

그림 13과 14는 이러한 최소 유지시간 지연로직에서 사용한 펄스타이머의 로직과 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이다. 펄스타이머 로직에서는 임의의 펄스가 입

력될 경우 펄스 시작점으로부터 일정시간동안 지연된 형태의 펄스를 출력함으로써 스위칭 신호가 온 또는 오프를 발생시키기 시작할 경우 최소 유지시간을 출력하게 됨으로서 최소유지시간에 의한 스위칭 신호가 만들어 질 수 있도록 한다.

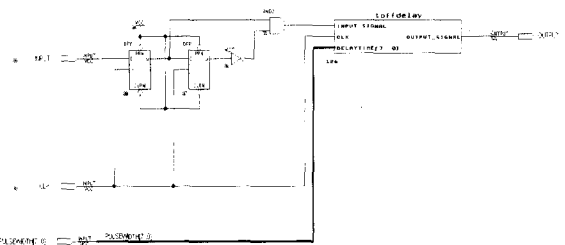


그림 13 펄스 타이머
Fig. 13 Pulse Timer

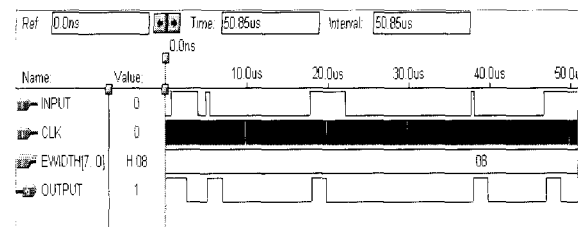


그림 14 펄스 타이머의 시뮬레이션 파형
Fig. 14 Simulation Waveform of Pulse Timer

4.2.2 Commutation Sensor(CS) 신호 발생로직

7상 BLDC 전동기 구동시 각상의 엔코더의 신호는 그림 15의 POS 1,...,7과 같이 전동기 회전사 180°의 각도를 가지며 출력되게 된다. 그러나 전동기의 도통

구간은 $\frac{6}{7}\pi$ 의 도통각을 가지며 1주기 동안 양의 방향 또는 음의 방향으로 흐르게 되므로 이에 맞도록 출력신호를 조정하여야 한다. 따라서 이러한 신호를 만들기 위해서는 다음과 같은 부울대수식을 이용하여 로직을 구성하여야 한다. 이 때 U1,...,7은 각 상의 전류가 양의 방향으로 흐를 때를 나타내며 L1,...,7은 각 상의 전류가 음의 방향으로 흐를 때를 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned}
 U1 &= Pos1 * \overline{Pos7}, & L1 &= \overline{Pos1} * Pos7 \\
 U2 &= Pos2 * \overline{Pos1}, & L2 &= \overline{Pos2} * Pos1 \\
 U3 &= Pos3 * \overline{Pos2}, & L3 &= \overline{Pos3} * Pos2 \\
 U4 &= Pos4 * \overline{Pos3}, & L4 &= \overline{Pos4} * Pos3 \\
 U5 &= Pos5 * \overline{Pos4}, & L5 &= \overline{Pos5} * Pos4 \\
 U6 &= Pos6 * \overline{Pos5}, & L6 &= \overline{Pos6} * Pos5 \\
 U7 &= Pos7 * \overline{Pos6}, & L7 &= \overline{Pos7} * Pos6
 \end{aligned}$$

그림 16은 그림 15에서 나온 CS신호를 발생시키기 위하여 EPLD에 프로그래밍한 로직 다이어그램을 보여주고 있다.

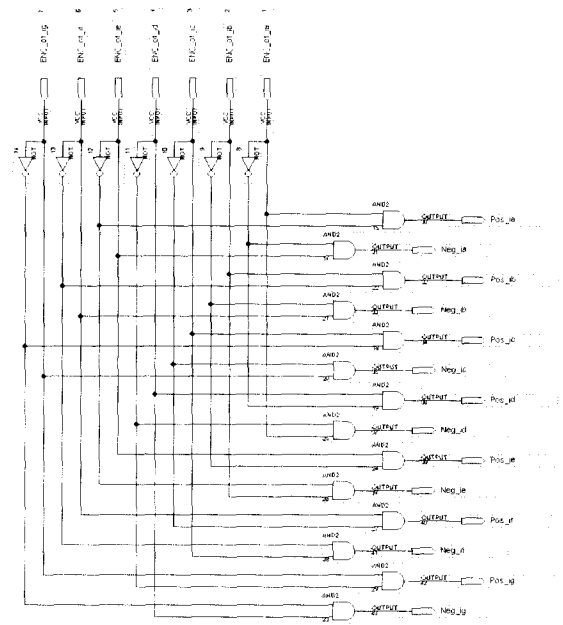


그림 16 CS 로직
Fig. 16 CS Logic

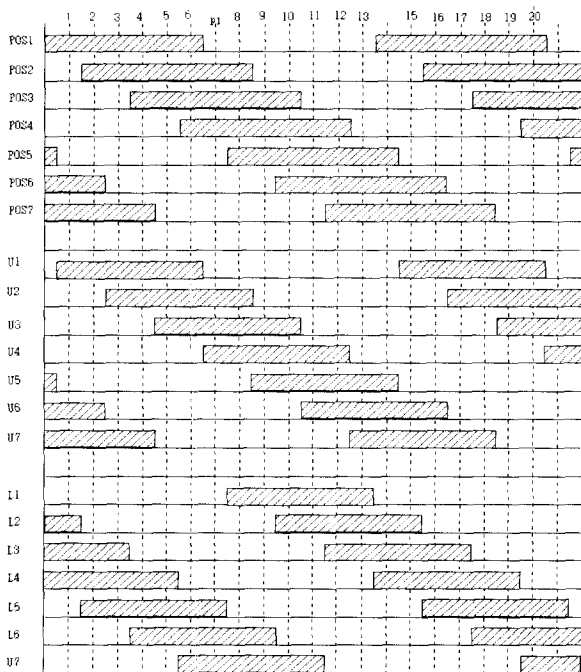


그림 15 엔코더 출력신호 및 상의 CS신호
Fig. 15 Encoder Output Signal and CS Signal of CS

4.2 7상 BLDC 전동기 구동시스템 시뮬레이션

본 논문에서 사용하고 있는 시뮬레이션 프로그램은 Mitchell & Gauthier사의 ACSL(Advanced Continuous Simulation Language)을 이용하였다. 제한한 전류제어기인 MSTC는 3장에서 수식화 된 모델을 사용하여 시뮬레이션 하였다.

표 1 7상 BLDC 모터 사양 및 파라미터
Table 1 Specification and parameter of 7-Phase BLDCM

전동기	7상 BLDC 모터
정격속도	20000 [rpm]
저항(R)	0.476 [Ω]
자기인덕턴스(L)	0.3938 [mH]
상호인덕턴스(M)	0.00052 [mH]
토크 상수(kt)	0.04774 [N · m/A]
회전자관성모멘트(J)	0.3 [kg · m ²]
최소 온 유지시간	t _{min} 5 [μ s]
최소 오프 유지시간	t _{min} 5 [μ s]

1) 10000 [rpm]인 경우

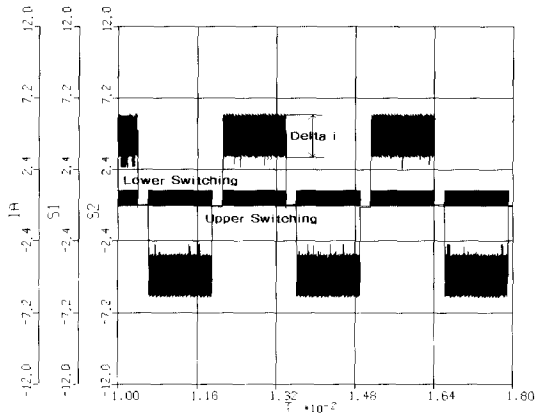


그림 17 상전류와 스위칭 파형
Fig. 17 Phase current & switching waveform

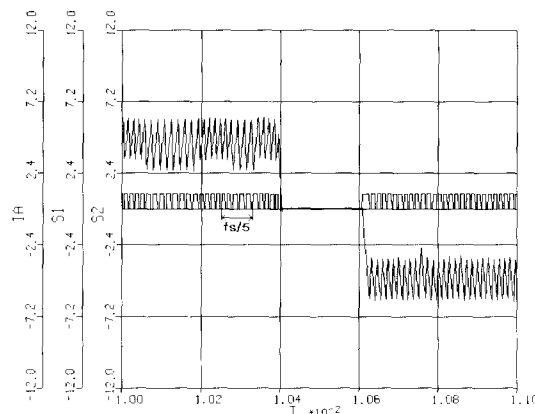


그림 18 상전류와 스위칭 파형
Fig. 18 Phase current & switching waveform.

그림 17과 18은 10000 [rpm]으로 운전될 때의 전류와 스위칭 파형이다. 10000 [rpm]에서 전류리플은 약 3[A]정도이고 스위칭 주파수는 70[kHz]정도가 되는 것을 볼 수 있으며 스위칭도 잘 되고 있는 것을 볼 수 있다.

그림 19와 20은 20000[rpm]으로 운전되고 있을 때의 전류와 스위칭 파형이다. 전류리플은 약 3.5[A]정도라는 것을 알 수 있으며 스위칭 주파수는 약 40[kHz]라는 것을 알 수 있고 역시 스위칭이 잘 되고 있음을 알 수 있다.

본 논문에서 쓰인 가변 주파수를 갖는 MSTC 전류 제어기의 특성으로 인해 전류리플은 증가하지만 7상 BLDC 전동기의 문제점인 스위칭 주파수는 줄어든 것

을 그림 18과 그림 20에서 볼 수 있다. 가변 주파수를 갖는 MSTC를 적용하였을 때 스위칭 주파수가 변화하고 있으며 전류제어가 되고 있는 것을 시뮬레이션을 통해서 알 수 있었으며, 고속 영역에서 스위칭이 잘 되고 있음을 확인할 수 있다.

2) 20000 [rpm]인 경우

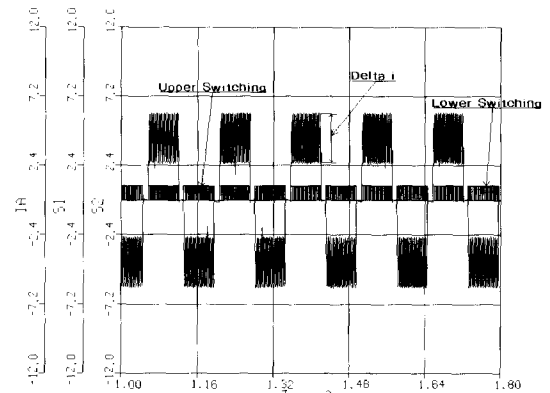


그림 19 상전류와 스위칭 파형
Fig. 19 Phase current & switching waveform

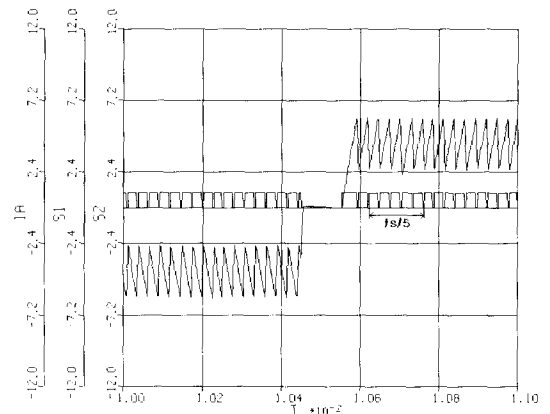


그림 20 상전류와 스위칭 파형
Fig. 20 Phase current & switching waveform

5. 실험

본 논문의 실험을 위해서 7상 BLDC 전동기를 위한 7상 인버터 및 제어부를 제작하였다.

그림 21은 7상 BLDC 전동기를 포함한 구동시스템을 보여주고 있으며 그림 22는 7상 인버터를 포함한 파워부를 보여주고 있다.

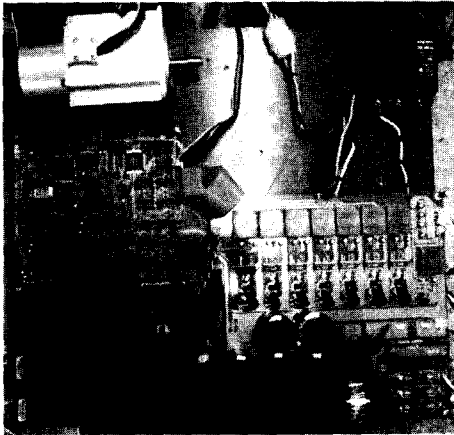


그림 21 7상 BLDC 전동기 구동시스템
Fig. 21 7-Phase BLDC Motor drive system



그림 22 파워부
Fig. 22 Part of Power

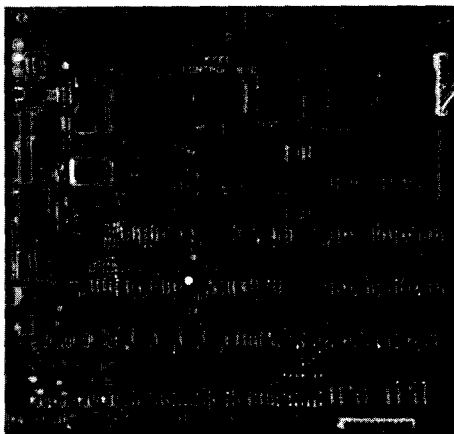


그림 23 제어부
Fig. 23 Part of Control

그림 23은 제안한 전류제어기인 MSTC와 보호회로를 포함한 제어부를 보여주고 있다. 4장에서 언급했듯이 제안한 전류제어기인 MSTC는 그림 23 우측 위에서 볼 수 있는 EPLD인 EPF10K에 설계되어 있으며 좌측의 DSP인 DSPF240은 전류레퍼런스를 제공하는 역할을 하고 있다.

1) 10000 [rpm]일 경우

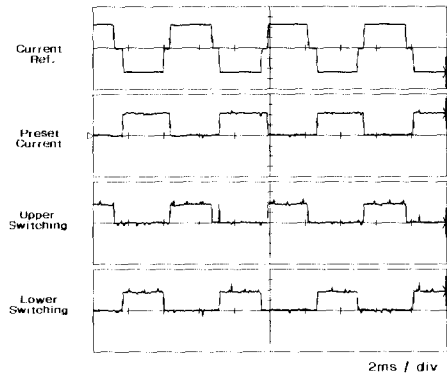


그림 24 전류 및 스위칭 파형
Fig. 24 Current and switching waveform

2) 20000 [rpm]인 경우

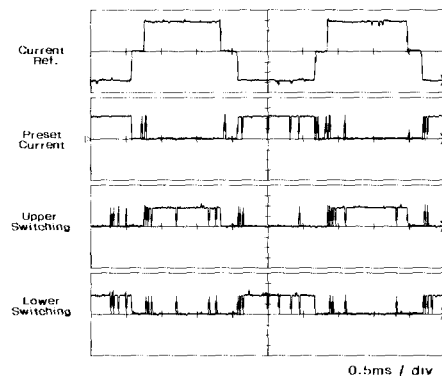


그림 25 전류 및 스위칭 파형
Fig. 25 Current and switching waveform

그림 24, 25는 고속 영역에서의 전류파형과 스위칭 파형 및 프리셋 전류 파형을 보여주고 있다. 실험에서 알 수 있듯이 가변주파수를 갖는 MSTC를 적용할 경우 고속 영역에서 스위칭 주파수와 전류제어에 문제가 없는 것을 알 수 있다. 또, 시뮬레이션 결과에서처럼

속도가 증가할수록 스위칭 주파수는 낮아지고 있다는 것을 실험에서 알 수 있다.

그림 26은 전류파형과 전류레퍼런스를 보여주고 있다. 그리고 전류파형에 대한 전류리플에 대해서 보여주고 있다. 전류리플은 약 2.5[A]정도이며 전류레퍼런스에 따라 전류가 제어되고 있는 것을 볼 수 있다.

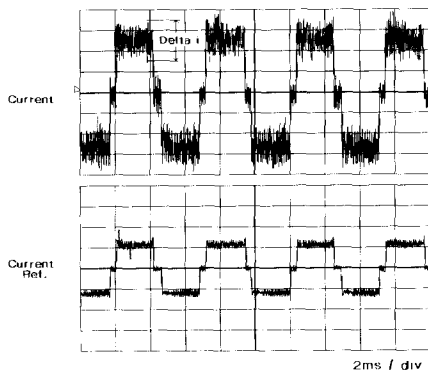


그림 26 전류 레퍼런스와 상전류파형
Fig. 26 Current ref. & phase current waveform

6. 결 론

본 논문에서는 다상 BLDC 전동기중 7상 BLDC 전동기 구동시스템을 위한 전류제어기에 대하여 연구하였다. 7상 BLDC 전동기는 권선 인덕턴스가 낮아서 상전류의 스위칭시 시간에 대한 전류의 기울기가 커지기 때문에 생기는 전류제어의 문제점과 스위칭 주파수가 높아지는 문제를 스위칭 최소 온-오프시간을 보장하는 새로운 전류제어기인 MSTC를 제안함으로써 해결하고자 하였다.

최소 온-오프 보장시간을 적용한 제안된 전류제어기 MSCT를 사용하였을 경우의 스위칭 주파수와 전류리플에 대한 관계를 알아보았으며 제안된 전류제어기를 사용함으로써 7상 BLDC 전동기 구동시스템에 전류제어 문제를 해결하고자 하였다. 실험을 위해서 7상 인버터를 제작하였고 DSP와 EPLD를 사용하여 제안된 전류제어기인 MSTC를 설계 및 제작하였다. 제안된 전류제어기인 MSTC를 적용하여 7상 BLDC 전동기를 구동하였을 때 7상 BLDC 전동기의 전류제어 문제를 해결할 수 있음을 확인하였다.

또한 실험으로 속도 20000[rpm]까지 구동함으로써 고속영역에서 역시 스위칭 주파수와 전류제어에 문제

점이 없음을 확인하였다. 새로운 전류제어기인 MSTC는 히스테리시스 전류제어기를 사용하였을 때 생기는 주파수의 증가로 MOSFET이 가지고 있는 스위칭 시간을 벗어나 MOSFET이 스위칭 되지 않는 문제점을 해결하였으며 고속·고출력 7상 BLDC 전동기에 적합한 전류제어기임을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] 김철주, "BLDC 전동기 구동시스템을 위한 새로운 토크 맥동저감 알고리즘", 건국대학교 공학석사 학위논문, 2000.
- [2] H. A. Toiyat, "Analysis and Simulation of Five-Phase Variable Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, No. 4, pp. 748~756, 1998.
- [3] I. Takahashi, "A Super High Speed PM Motor Drive System By a Quasi-Current Source Inverter," IEEE Transactions on Industry Application, vol. 30, No. 3, pp. 683~690, 1994.
- [4] 김현철 외 3인, "고출력 브러시리스 직류전동기 개발에 관한 연구", 전기학회논문지 제49권 제 5 호, pp. 297~304, 2000.
- [5] R. Krishnan, and S. Lee, "PM Brushless DC Motor Drive With a New Power-Converter Topology," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, No. 4, pp. 973~982, 1997.
- [6] S. J. Kang, and S. K. Sul, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF," IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 10, No. 6, pp. 796~802, 1995.
- [7] T. Aouaghi, P. Barret, D. Vielpeau, and M. Poloujadoff, "Modelling of Rectified Polyphase Salient-Pole Synchronous Machines : Influence of End-Winding Leakages on Short-Circuit Operation Diode Current," ETEP, vol. 7 No. 4, pp. 257~263, 1997.
- [8] 이 석 외 4인, "7상 BLDC 모터 구동시스템의 전류제어 특성해석", 대한전자학회 전력전자연구회 2000년 춘계 학술발표회, pp. II-21~II-25, 2000.
- [9] 이 석 외 4인, "MSTC를 이용한 7상 BLDC 모터 구동 시스템", 2000년도 전력전자학회 학술대회 논문집, pp. 429~433, 2000
- [10] 이 석, "7상 BLDC 전동기 구동시스템을 위한 새로운 전류제어기에 관한 연구", 건국대학교 공학석사 학위논문, 2001.

저 자 소 개



이 석(李 碩)

1975년 1월 21일생. 1999년 건국대 전기공학과 졸업. 1999년~2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



전윤석(全潤石)

1971년 10월 20일생. 1996년 건국대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



목형수(睦亨洙)

1963년 10월 31일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 졸업(석사). 1992년 동 대학원 졸업(공학박사). 1992년~1996년 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 현재 건국대 전기공학과 교수. 당 학회 학술위원.



김덕근(金德根)

1957년 9월 28일생. 1981년 영남대학교 전기공학과 졸업. 1984년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 졸업(공학박사). 1988년~1990년 삼성전기(주) 종합연구소 선임연구원. 1990년~1997년 렉스산전(주) 부설연구소 연구소장. 1997년~현재 (주)코모텍 대표이사.