論文 6-3-1

2000 전력전자학술대회 우수추천논문

# 브러시리스 직류 전동기용 새로운 센서리스 드라이브 개발에 관한 연구

張恒齊, 李龍淳, 金宗宣, 柳志潤, 李光雲, 呂炯基, 朴廷培

# A study on the development of a new sensorless drive system for the brushless DC motors

Hang-Jea Chang, Yong-Soon Lee, Jong-Sun Kim, Ji-Yoon Yoo,
Kwang-Woon Lee, Hyeong-Gee Yeo, Jung-Bae Park

요 약

구형파 브러시리스 직류전동기를 구동시키기 위해서는 전동기의 회전자 위치에 대한 정보를 아는 것이 필수적이다. 본 논문에서는 회전자 위치를 검출하기 위해 일반적으로 사용되는 홀센서나 엔코더를 이용하지 않고, 각 상을 저항으로 Y결선하여 만들어지는 단자의 전압에 포함되어 있는 비여자상의 역기전력을 이용하여 전동기의 회전자 위치를 검출하는 구형파 브러시리스 직류전동기용 센서리스 드라이브 시스템을 제안한다. 이를 위해 3상 2여자 선단부 유니폴라 PWM을 수행할 경우에 대한 각상의 단자전압 분석을 수행하고, 분석된 단자전압 파형으로부터 회전자 위치를 검출하는 방법을 제안한다. 그리고 이를 실제로 간단한 회로로 구현하였다. 실험에 사용된 전동기는 100W급이며 Power MOSFET으로 인버터를 구성하였으며 87c196mc 컨트롤러를 사용하여 제어기를 구성하였다.

ABSTRACT

This paper proposes a new sensorless drive system for the trapezoidal brushless DC motor generally requiring mechanical position or speed sensor. For this an indirect rotor position sensing method from the back emf waveform of non-conducting phase is explained. Back emf waveform of non-conducting is obtained from analysing terminal voltage created by making Y-connection. And an experiment is implemented with a driving system which use 87c196mc microcontroller having a peripheral associated with 3-phase signals and inverter composed of Power MOSFET. The experimental results show the validity and practicality of the proposed sensorless drive.

**Key Words** : Trapezoidal BLDC, Brushless DC, Sensoreless Drive, Position

## 1. 서 론

브러시리스 직류 전동기(brushless DC motor, BLDCM)는 종래의 직류 전동기의 기계적인 정류자 및 브러시에 의한 전환(轉換, commutation) 방식을 반도체 소자에 의한 전자식 전환 방식으로 대체한 전동기로 브러시의 마모에 의한 유지, 보수비용이 적게 들고, 회전자가 영구 자석이므로 유도전동기에 비해 비교적 넓은 속도 영역에서 높은 효율을 유지한다는 장점을 가지고 있다.

브러시리스 직류 전동기는 회전자 위치에 대한 역기전력 파형에 따라 정현파 전류 여자 브러시리스 직류

전동기(sinusoidal type BLDCM)와 구형파 전류 여자 브러시리스 직류 전동기(trapezoidal type BLDCM)로 구분된다. 정현파 전류 여자 브러시리스 직류 전동기는 역기전력 파형이 정현파인 전동기로 토크의 맥동이 적으나 제조 단가가 높고, 스위칭 효율 및 전압 이용율도 떨어지므로 고정밀을 요구하는 서보 분야에서만 한정적으로 응용되고 있다[1]. 반면에 구형파 전류 여자 브러시리스 직류 전동기는 역기전력 파형이 사다리꼴 형태를 갖는 전동기로 전류에 비례하는 토크를 발생시키므로 토크제어가 용이하며 제조 비용이 정현파 전류 여자 브러시리스 직류 전동기보다 적게 든다. 그러나 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 3상 2여자 방식의 인버터로 이상적인 구형파 전류를 전동기에 인가하는 것이 불가능하기 때문에 상 전류가 전환될 때마다 전류 맥동이 발생되고 이로 인하여 토크 맥동이 발생되는 단점이 있다.[2][3]

이러한 브러시리스 직류 전동기는 회전자 위치에 따라 전동기의 상전류를 전환해주어야 하므로 홀센서나 엔코더와 같은 회전자 위치 검출 센서가 필수적이다.

그러나 위치 센서의 장착은 전동기 시스템의 가격 상승, 부피의 증가, 신뢰성 저하, 사용 환경의 제약, 전자파 장애 등의 많은 문제를 유발한다. 특히 센서 장착으로 인한 전동기 가격의 상승은 브러시리스 직류 전동기의 시장 확장에 가장 큰 장애 요소로 작용하고 있다. 이에 따라 근래에는 위치 센서 없이 브러시리스 직류 전동기를 구동하는 센서리스 드라이브의 개발이 크게 주목받고 있으며, 이를 기존의 유도 전동기나 직류 전동기를 대체하여 가변속 운전을 하는 응용 분야에 적용하려는 연구가 활발하게 진행되고 있다.

구형파 전류 여자 브러시리스 직류 전동기의 회전자 위치 간접 검출을 위해 기존에 제안되어진 방법에는 비여자 상의 역기전력을 이용하는 방법, 비여자 상의 전류를 검출하는 방법, 3 고조파 전압 성분을 이용하는 방법 등이 있다.[4-8] 본 논문에서 저항으로 각상을 Y결선 하여 얻은 단자의 전압으로부터 비여자상의 역기전력 파형을 검출하여 이로부터 회전자 위치를 검출하는 센서리스 드라이브를 제안한다.

## 2. 구형파 BLDC 전동기의 동작원리

### 3.1 Y결선 중성점 전압에 대한 분석

그림 1에 보인 바와 같이, 구형파 브러시리스 직류 전동기에서는 전동기의 회전자의 위치에 따라 각 상에 구형파 형태의 역기전력이 발생한다. 전동기에서 발생하는 토크는 각 상의 역기전력과 상 전류의 곱에 비례하므로, 역기전력이 평탄한 구간에서 일정한 크기의 전류를 인가하게 되면 전동기의 일정 토크 제어가 가능하다.

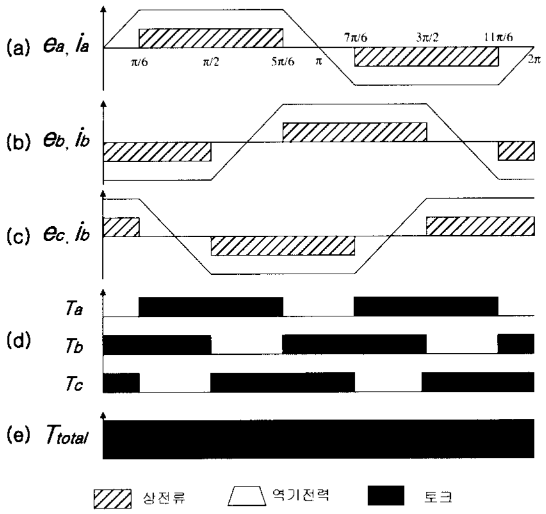



그림 1 구형파 브러시리스 직류 전동기의 파형들
(a) a상의 역기전력 및 상전류
(b) b상의 역기전력과 상전류
(c) c상의 역기전력 및 상전류
(d) 각상의 토크 (e) 전동기 출력토크

Fig. 1 wavforms of trapezoidal BLDCM
(a) back e.m.f and current of phase a
(b) back e.m.f and current of phase b
(c) back e.m.f and current of phase c
(d) torque of each phase
(e) torque of motor

그림 2는 일반적인 구형파 브러시리스 직류 전동기의 드라이브 시스템을 나타내고 있다. 전술한 바와 같이 각 상의 역기전력이 평탄한 구간에서 일정한 크기의 전류를 흘려주기 위해서는, 위치 센서를 사용하여 회전자의 위치를 검출하고 전기각으로 60° 마다 상전류의 전환을 수행한다. 본 연구에서는 3상 중 2개의 상만을 통전시키는 3상 2여자 방식으로 전동기를 구동하였으며, 특히 여자 되어있는 두개의 상중에서 새롭게 여자된 상에 대하여 PWM 제어를 수행하는 선단부 유니폴라 PWM 방식을 채택하였다. 다음에 보인 표 1은 3상 2여자 선단부 유니폴라 PWM 방식을 적용으로 구형파 브러시리스 직류 전동기를 구동하는 경우, 전기각으로 매 60° 구간에서의 여자, 비여자상과 상전류의 경로 및 인버터의 스위치와 다이오드의 상태를 나타낸다.

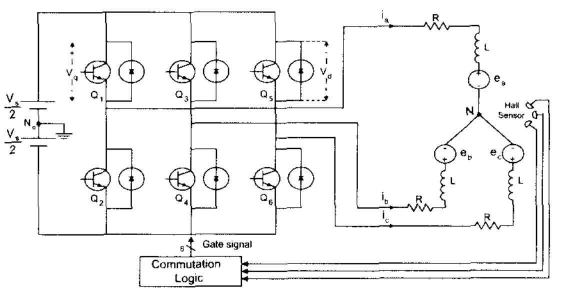



그림 2 구형파 브러시리스 전동기용 드라이브 시스템
Fig. 2 general drive system of BLDCM

표 1 3상 2여자, 선단부 유니폴라 PWM 방식 적용시 각 구간에서의 회로 상태
Table 1 circuit status when adapting 3-phase 2-conduction, unipolar-PWM

| | M1 0°~60° | M2 60°~120° | M3 120°~180° | M4 180°~240° | M5 240°~300° | M6 300°~360° |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Active Phase | AC | BC | BA | CA | CB | AB |
| Inactive Phase | B | A | C | B | A | C |
| Conduction Path | | | | | | |
| PWM Switch | Q2 | Q3 | Q4 | Q5 | Q6 | Q1 |
| Turn-On Switch | Q1 | Q2 | Q3 | Q4 | Q5 | Q6 |
| Freewheeling Diode | D5 | D6 | D1 | D2 | D3 | D4 |

## 3. 제안한 드라이브 시스템의 구동 원리

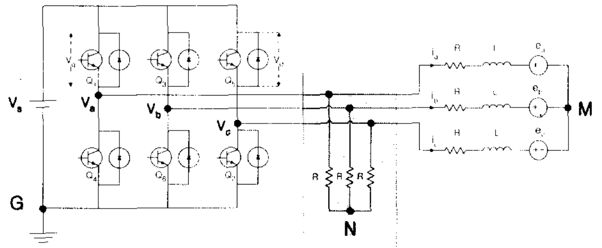



그림 3 저항을 이용한 각 상의 Y결선 회로
Fig. 3 Y-connecting circuit using registers

그림 3은 일반적인 구형파 브러시리스 직류전동기 구동시스템에 저항을 이용하여 a, b ,c상을 Y결선한 회로를 추가한 회로이다. 이때 저항 R의 크기는 모두 동일한 것을 사용하고, 구형파 브러시리스 직류전동기의 등가회로에 대한 영향을 고려하여 큰 값을 갖는 저항을 사용한다. 이와 같이 각상을 Y결선함으로써 그림 3에 나타난 것과 같은 새로운 단자 N이 만들어 졌다.

이 단자 N에 대한 단자전압 $v_n$ 분석이 회전자 위치를 간접 검출하는 알고리즘의 시작이 되므로 다음은 $v_n$의 분석에 관한 내용이다. 그림 3에 나타난 단자 N의 전압 $v_n$의 분석을 위해서 그림 3에 키르히호프(Kirchhoff)의 전압방정식(KVL)을 적용하면

$$\begin{cases} v_{am} + v_{mn} + v_{na} = 0 \\ v_{bm} + v_{mn} + v_{nb} = 0 \\ v_{cm} + v_{mn} + v_{nc} = 0 \end{cases} \tag{1}$$

식 (1)을 얻을 수 있다.

또한, 그림 3으로부터 $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} v_{an} = R\, i_{aR} \\ v_{bn} = R\, i_{bR} \\ v_{cn} = R\, i_{cR} \end{cases} \tag{2}$$

식 (1)과 식 (2)를 정리하면 다음과 같다.

$$v_{mn} = -\frac{1}{3}(v_{am} + v_{bm} + v_{cm}) \tag{3}$$

위의 식은 단자 N과 단자 M간의 전압을 나타내고 있다. 그러나 단자 M은 전동기 내부 중성점으로 일반적으로 전동기 내부에 존재하므로, 단자 M을 DC Link 전압 $v_s$의 접지 단자 G로 변환시키기 위해서 다시 그림 3에 키르히호프의 전압방정식(KVL)을 적용시키면 다음과 같다.

$$\begin{cases} v_{ag} + v_{gn} + v_{nm} + v_{ma} = 0 \\ v_{bg} + v_{gn} + v_{nm} + v_{mb} = 0 \\ v_{cg} + v_{gn} + v_{nm} + v_{mc} = 0 \end{cases} \tag{4}$$

식 (3)과 식 (4)으로부터 다음을 유도할 수 있다.

$$v_{gn} = -\frac{1}{3}(v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}) \tag{5}$$

이를 간단히 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_n = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) \tag{6}$$

식 (6)에서 알 수 있듯이 중성점 전압 Vn에 대한 분석을 수행하기 위해서는 각 3상의 단자 전압 Va, Vb, Vc에 대한 분석이 선행되어야 한다. 따라서 다음은 단자전압 Va, Vb, Vc의 분석을 수행하였다.

앞서 보인 그림 1과 표 1을 보면, 선단부 유니폴라 PWM 방식을 적용하여 3상 2여자 방식으로 전동기를 구동하는 경우, M1~M6 구간 중에 한 상이 비여자상이 되는 구간은 두번이며 여자되는 구간은 네번임을 알 수 있다. b상의 경우 M2, M3, M5, M6구간에서는 여자상으로 존재하며 그때의 회로상태에 따른 b상의 단자전압은 표 2로 정리할 수 있다. 또한 b상이 비여자상으로 존재하는 M1, M4구간에서의 b상의 단자전압은 회로상태에 따라서 표 3과 같이 정리할 수 있다.

표 1과 표 2를 통해서 b상의 단자전압 파형은 그림 4와 같음을 알 수 있고, a상과 b상의 단자 전압파형은 b상과 각각 120°와 240°의 위상차를 가지므로 a상과 c상의 단자전압 파형은 그림 5의 (a)와 (c)와 같이 나타난다.

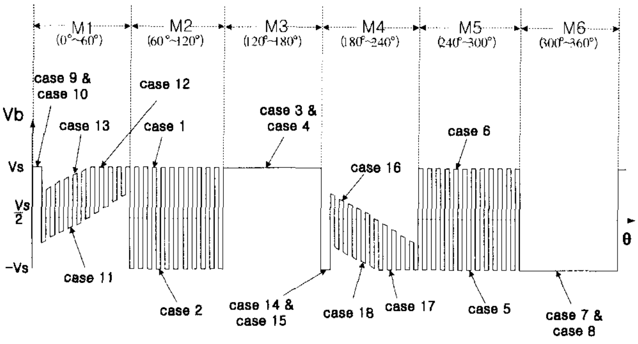



그림 4 b상의 단자전압 $V_b$ 파형

Fig. 4 Waveform of phase b terminal voltage $V_b$

표 2 b상의 여자상인 M2, M3, M5, M6 구간에서의 b상의 단자전압

Table 2 Terminal voltage of phase b for the M2, M3, M5, M6 in which phase b is conducting phase

| 구간 | 조건<br>PWM Switch의 상태 | b상의 단자전압 | case |
|---|---|---|---|
| M2 ( 60~120° ) | Q3 On | $V_s$ | case 1 |
| | Q3 Off | 0 | case 2 |
| M3 ( 120~180° ) | Q4 On | $V_s$ | case 3 |
| | Q4 Off | $V_s$ | case 4 |
| M5 ( 240~300° ) | Q6 On | 0 | case 5 |
| | Q6 Off | $V_s$ | case 6 |
| M6 ( 300~360° ) | Q1 On | 0 | case 7 |
| | Q1 Off | 0 | case 8 |

표 3 b상의 비여자상인 구간 M1, M4 구간에서 b상의 단자전압

Table 3 Terminal voltage of phase b for the M1, M4 in which phase b is non-conducting phase

| 구 간 | 조건: 비여자상의 전류 상태 | 조건: PWM Switch 상태 | b상의 단자전압 | case |
|---|---|---|---|---|
| M1 (0~60° ) | $i_b \neq 0$ | Q2 On | $V_s$ | case 9 |
| | | Q2 Off | $V_s$ | case 10 |
| | $i_b = 0$ | Q2 On | $\frac{V_s}{2} + e_b$ | case 11 |
| | | Q2 On ( $e_b > 0$ ) | $V_s$ | case 12 |
| | | Q2 Off | $V_s + e_b$ | case 13 |
| M4 (120~180° ) | $i_b \neq 0$ | Q5 On | 0 | case 14 |
| | | Q5 Off | 0 | case 15 |
| | $i_b = 0$ | Q5 On | $\frac{V_s}{2} + e_b$ | case 16 |
| | | Q5 On ( $e_b < 0$ ) | 0 | case 17 |
| | | Q5 Off | $e_b$ | case 18 |

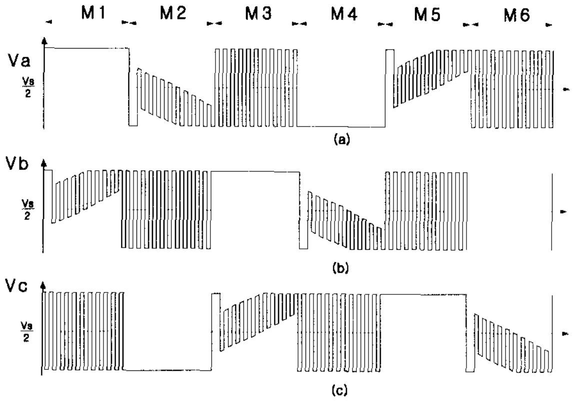



그림 5 a, b ,c 상의 단자전압 $V_a$, $V_b$, $V_c$ 파형

(a) $V_a$, (b) $V_b$, (c) $V_c$

Fig. 5 Waveform of phase a, b, c terminal voltage $V_a$, $V_b$, $V_c$

(a) $V_a$, (b) $V_b$, (c) $V_c$

위에서 수행한 a, b, c상의 단자전압분석 결과를 식 6에 대입하면 단자 N의 전압 $v_n$은 그림 6의 (b)와 같이 된다.

### 3.2 회전자 위치 간접 검출 방식

표 4의 단자 N의 전압 $v_n$의 파형을 그림으로 나타내면 그림 6의 (b)와 같다. 그림에서 알 수 있듯이, 이 중성점 전압 Vn에는 PWM 스위칭에 의한 고주파 성분이 포함되어 있으며, 직류 링크단 전압의 반에 해당하는 Vs/2의 전압이 직류 오프셋으로 포함되어 있다.

본 논문에서는 먼저 중성점 전압 Vn에 포함되어 있는 PWM 스위칭에 의한 고주파 성분을 제거하기 위하여 저역통과 필터링(low pass filtering)을 수행한다.

그림 6 (c)에 보인 바와 같이 저역통과 필터링을 통해 얻어진 파형 Vt는 PWM 스위칭에 의한 고주파 성분이 제거된 삼각파 형태로 나타나는데, 이때 삼각파의 피크치가 되는 시점은 중성점 전압 Vn이 Vs/2와 같아지는 시점이며, 전동기의 상전류 전환 시점과 일치한다. 이는 그림 6 (a)와 그림 6 (c)를 비교해 봄으로써 확인할 수 있다. 따라서 삼각파의 피크치가 되는 시점을 하드웨어적으로 찾아내면 이를 통해 회전자의 위치를 간접 검출해 낼 수 있으며, 이를 이용하여 전동기를 센서리스로 구동할 수 있다.

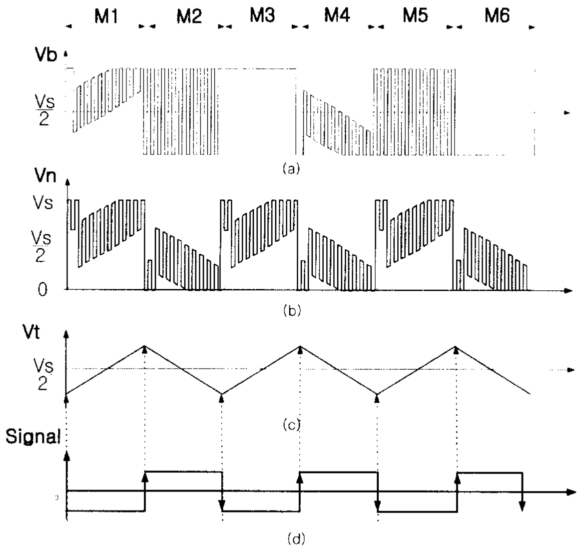



그림 6 회전자 위치 간접 검출 방식
(a) b상의 단자전압 (b) 단자 N의 전압
(c) 저역통과필터링한 삼각파
(d) 삼각파의 피크시점 검출파형

Fig. 6 Indirect rotor position detecting algorithm
(a) phase b terminal voltage $V_a$
(b) N terminal voltage $V_n$
(c) triangle waveform $V_5$ passed through LPF
(d) waveform detecting peak time of $V_d$

### 3.3 센서리스 드라이스 시스템의 구현

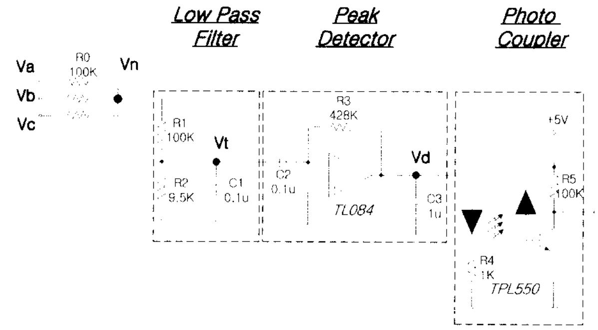



그림 7 구현된 회전자 위치 간접 검출 회로

Fig. 7 direct rotor position detecting circuit

그림 7은 앞서 설명한 회전자 위치 간접 검출 알고리즘을 구현한 회전자 위치 간접 검출회로이다. 처음 단계에서는 a, b, c상을 Y결선을 하였고, 두번째 단계에서는 PWM스위칭에 의한 고주파 성분을 제거하기 위하여 저역 통과 필터(Low-Pass Filter)를 구성하였고, 세번째 단계에서는 OP-Amp를 이용하여 Peak Detector를 구현하였고, 마지막 단계에서는 포토커플러(Photo Coupler)를 이용하여 디지털 회로와 아날로그 회로와의 전원 분리시켰다. 저역 통과 필터의 인버터 PWM 스위칭 주파수가 8.3KHz이며, 1000rpm으로 전동기를 구동시킬 경우 전압 및 전류의 주파수는 66Hz가 되므로 이 두개의 주파수를 고려하여 cut-off frequency가 183Hz가 되도록 그림 7에 나온 $R1$, $R2$, C 값을 각각 $100K\Omega$, $9.5K\Omega$, $0.1uF$의 값을 선정했으며, Peak Detector에 의해서 저역 통과 필터의 특성이 변화되는 것을 조절하기 위하여 $R2$, $R3$의 저항은 가변저항을 사용하여 튜닝을 하였다.

### 3.4 전동기의 기동

구형파 브러시리스 직류전동기의 경우에는 회전자 위치에 대한 정보가 필요하다. 하지만 센서리스 드라이브를 이용한 전동기 구동 시스템은 홀센서가 없으므로 초기 회전자 위치에 대한 정보를 알 수 없다. 따라서 강제정렬, 동기가속모드, 정속운전 모드, 센서리스 운전 모드 등의 과정을 거쳐서 전동기를 기동시키게 된다. 강제정렬의 경우 전동기의 특정 2상을 여자 시킴으로써 그에 해당하는 회전자 위치를 알 수 있게 된다. 이때 너무 오랫동안 강제정렬을 시키면 전류가 많이 흘러서 전동기가 회전자인 영구자석이 감자 될 수

있다. 두번째로 동기가속모드에서는 초기에 강제정렬을 함으로써 초기의 회전자 위치를 알 수 있었으나 그 이후에서는 회전자 위치 간접 검출회로에서 회전위치에 대한 정보를 얻을 수 있을 때까지 회전자 위치에 대한 정보없이 초기 회전자 위치를 기준으로 전동기를 구동시켜줘야 한다. 따라서 이때의 가속도나 PWM duty 값은 실험적으로 적절한 값을 찾아야 한다. 세 번째로 정속운전 모드에서는 동기가속모드에서 바로 센서리스모드로 전환을 시킬 경우 전환시점에서의 안정성이 떨어지는 것을 보완하기 위하여 일정시간동안 정속운전으로 전동기를 구동시키게 된다. 마지막 센서리스 운전 모드에서는 회전자 위치 간접검출 회로로부터 받은 상전류 전환 신호를 가지고 전동기를 구동하게 된다. 본 논문에서는 0.5시 비율로 0.1초간 강제정렬 시켰으며, 800rpm까지 동기가속을 시킨 후, 2초간 정속운전을 한 다음 센서리스 운전모드로 전환시켰다.

## 4. 실험 결과

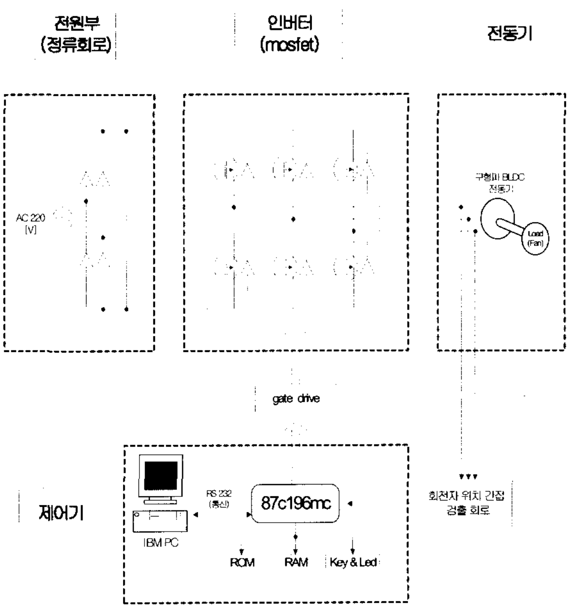



그림 8 전동기 및 구동부의 시스템 구성도
Fig. 8 topology of motor-drive system

본 논문에서 제안한 센서리스 드라이브의 성능을 실험해 보기 위하여 구현한 실험 시스템은 상용화가 가능한 인텔사의 전동기 제어용 단일칩 마이크로프로세서 87c196mc를 주연산 및 제어기로 사용하였고, Power MOSFET을 이용한 인버터를 사용하였으며, 팬(fan)을 부하장치로 사용하였다. 회전자 위치를 검출하는 방법으로는 본 논문에서 제안한 회전자 위치 간접 검출 방식을 적용하여 하드웨어적으로 직접 상전류의 전환 시점을 찾아냄으로써, 프로세서의 소프트웨어적인 부담을 줄일 수 있는 회전자 위치 간접 검출 회로를 개발하였다. 또한 전체 시스템을 완전 디지털화 하므로써 전동기 구동 시스템의 신뢰성을 향상시켰다.

그림 8은 본 논문에서 개발한 구형파 브러시리스 직류 전동기용 센서리스 드라이브 시스템을 나타내고 있다.

그리고 본 논문에서는 사용한 전동기의 사양은 다음과 같다.

표 4 실험에 사용한 전동기 사양
Table 4 motor parameters

| 모 터 | 구형파 BLDC 전동기 |
|---|---|
| 정격 출력 | 100W |
| 정격 속도 | 1000rpm |
| 정격 전압 | 311V |
| 극 수 | 8극 |
| 저 항 | 367 Ω |

그림 9~그림 11은 제안한 센서리스 운전 방식을 적용하여, 구형파 브러시리스 직류 전동기를 400[rpm], 800[rpm]과 1000[rpm]으로 구동하는 경우의 실험 파형을 나타내고 있다.

첫번째 파형은 b상의 단자 전압을 두번째 파형은 a,b,c상을 Y결선하여 얻은 중성점 전압 $V_n$을, 세번째 파형은 중성점 전압 $V_n$에 포함되어 있는 PWM 스위칭에 의한 고조파 성분을 제거하기 위해 저역통과 필터를 거친 삼각파 $V_t$를, 마지막 네번째 파형은 삼각파 $V_t$의 피크시점을 검출하여 트리거되는 신호를 각각 나타낸다.

실험 파형에서 알 수 있듯이, 간접 검출 회로의 마지막단의 출력신호인 구형파 신호와 처음파형인 b상의 단자전압 파형과 비교해 보면 구형파 신호의 트리거 시점과 전류전환 시점이 일치함을 알 수 있다.

실험에 사용되어진 스코프의 최대 범위가 50V/div여서 4개의 파형을 한 화면에 출력시키기 위하여 크기가 311V인 단자전압 파형은 저항을 이용하여 전압강하를 시켜서 측정하였다.

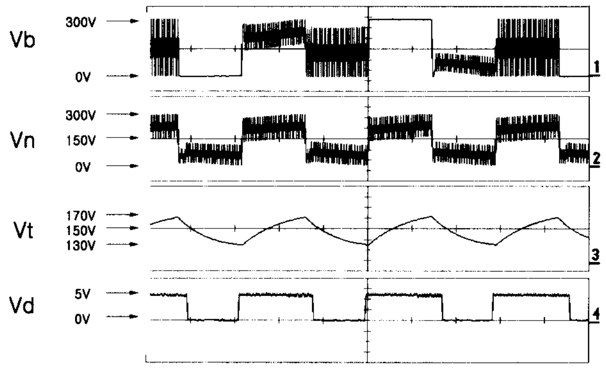



그림 9 센서리스 운전시 한상의 단자 전압과 중성점 전압 및 $V_t$와 상전류 전환 신호 [400rpm]

Fig. 9 Waveform in the sensorless mode at 400[rpm]

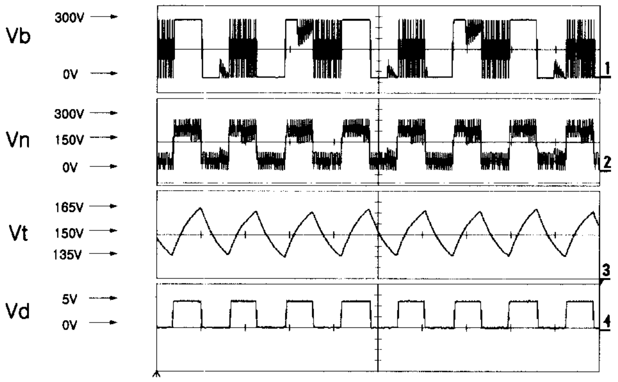



그림 10 센서리스 운전시 한상의 단자 전압과 중성점 전압 및 $V_t$와 상전류 전환 신호 [800rpm]

Fig. 10 Waveforms in the sensorless mode at 800[rpm]

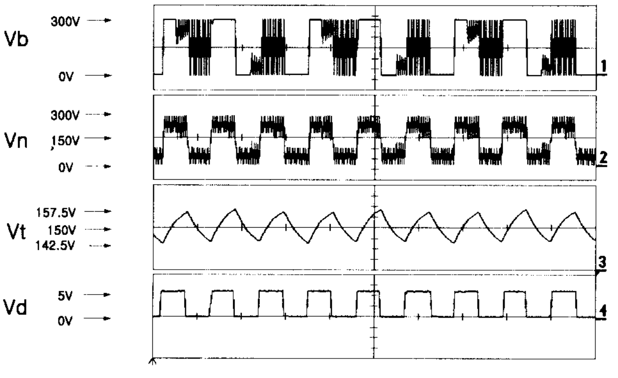



그림 11 센서리스 운전시 한상의 단자 전압과 중성점 전압 및 $V_t$와 상전류 전환 신호 [1000rpm]

Fig. 11 Waveforms in the sensorless mode at 1000[rpm]

## 5. 결 론

본 논문에서는 구형파 전류 여자 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 드라이브의 개발에 관한 것으로, 실용적인 드라이브의 개발을 위하여 전동기의 단자 전압 특성을 분석하고, 이를 이용하여 회전자 위치를 실시간으로 간접 검출하는 방법을 제안하였다.

본 논문에서 제작한 센서리스 드라이브 시스템은 구형파 전류 여자 브러시리스 직류 전동기를 위치 센서 없이 구동함과 동시에 속도 제어를 수행하기 위한 것으로, 실용화를 최대 목표로 개발하였으며 기존의 비여자상의 역기전력의 이용한 방법 및 비여자상의 전류를 이용한 방법에 비해 다음과 같은 장점을 갖는다.

기존의 비여자상의 역기전력을 이용한 방법은 비여자상의 ZCP (Zero Cross Point)를 검출하기 위하여 상지연을 시키는 것이 일반적이었다.

하지만 상지연을 시키는 경우 지연각이 주파수에 의존하므로 운전 속도 영역에 따라서 지연각의 크기가 변화하게 되거나 주파수에 독립적인 지연각을 갖도록 회로를 꾸미기 위해서는 고성능의 필터를 사용해야 하는 단점이 있었다. 이에 반해 본 논문에서는 새로운 알고리즘을 적용함으로써 저역 통과 필터가 단자전압에 포함되어 있는 PWM 스위칭에 의한 고주파 성분만 제거하게 됨으로써 회전자 위치 간접검출 회로가 간단해졌다. 비여자상의 전류를 이용하는 방법의 경우에는 프리휠링 다이오드를 통해서는 흐르는 비여자상의 전류를 검출하기 위하여 기본적으로 3상에 비교기를 사용해야 하기 때문에 센서리스 드라이브의 제조비용이 높아지는 반면에 본 논문에서 제안한 센서리스 드라이브는 비교기 하나만을 이용하여 구현함으로써 센서리스 드라이브의 제조에 있어서 중요한 요소가 되는 경제성 면에서 장점을 갖게 된다.

그리고 본 논문에서는 위의 내용을 확인하기 위하여 제안한 회전자 위치 간접 검출 방식을 적용한 센서리스 드라이브를 구현하여 실험을 통해 기존의 방법들에 비해서 간단하게 구현될 수 있음을 확인할 수 있었고 본 논문에서 제안한 센서리스 운전 기법의 타당성과 실용성과 성능을 확인하였다.

본 연구는 (과제번호: 00-009) 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소 주관으로 수행되었음.

## 참 고 문 헌

[1] N. Matsui, "Recent Trends in AC Motion Control", Proc. of IEEE IECON, pp. 25~30, 1992.

[2] Grodon R. Slemon, "High-Efficiency Drives Using Permanent-Magnet Motors", Proc. of IEEE IECON, pp. 725~730, 1993.

[3] M. A. Rahman, "Modern Electric Motors in Electronic World", Proc. of IEEE IECON'93, pp. 644~648, 1993.

[4] K. Iizaka, et. al., "Microcomputer Control for Sensorless Brushless DC Motor," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-21, no. 4, pp. 595~601, May/Jun. 1985.

[5] J. C. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range," Conf. Rec. of 1994 IEEE IAS, pp. 401~407, 1994.

[6] S. Ogasawara and H. Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motor," Conf. Rec. of IEEE IAS, pp. 443~447, 1990.

[7] R. C. Becerra, et. al., "Four-Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive," APEC Conf. Rec., pp. 202~209, 1991.

[8] H. R. Andersen and J. K. Pedersen, "Sensorless ELBERFELD Control of Brushless DC Motors for Energy-Optimized Variable-Speed Household Refrigerators", EPE Conf. Rec., vol. 1, pp. 314~318, 1997.

## 저 자 소 개

**장항제(張恒齊)**

1974년 8월 24일생. 1999년 고려대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 메카트로닉스 협동과정 재학.

**이용순(李龍淳)**

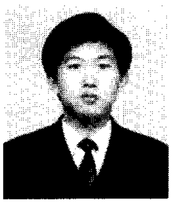
1973년 3월 1일생. 2000년 순천향대 제어계측공학과 졸업. 현재 고려대 대학원 전기공학과 재학.

**김종선(金宗宣)**

1971년 5월 21생. 1998년 남서울대 전자공학과 졸업. 2000년 광운대 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 고려대 대학원 전기공학과 박사과정.

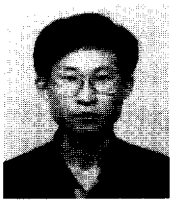
**유지윤(柳志潤)**

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다 대학 전기공학과 졸업(박사). 1991~현재 고려대 전기·전자·전파공학부 교수. 당 학회 총무이사.



**이광운(李光雲)**

1970년 12월 16일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 삼성전자 중앙연구소 근무.



**여형기(呂炯基)**

1964년 7월 20일생. 1988년 고려대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990~1995 한국 국방연구원 근무. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 두원공과대학 컴퓨터응용제어과 교수.

**박정배(朴廷培)**

1971년 5월 14일생. 1994년 고려대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 박사 과정 졸업(박사). 현재 LG전자 근무.