

전기자동차용 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 드라이브 개발에 관한 연구

金宗宣^{*}, 柳志潤^{**}, 裴鐘豹^{***}, 徐文錫^{****}, 崔旭惇[§]

A Study on the Development of Sensorless Drive System for Brushless DC Motor of Electrical Vehicle

Jong-Seon Kim, Ji-Yoon Yoo, Jong-Pyo Bae, Mun-Seok Seo, and Uk-Don Choi

요 약

일반적으로 브러시리스 직류 전동기의 운전을 위한 회전자의 위치정보와 여자시점 검출을 위해서는 홀센서나 엔코더와 같은 측정 장치가 요구된다. 본 논문에서는 부가적인 검출 장치를 사용하지 않고 각 상의 단자전압을 분석하여 여자 시점뿐만 아니라 회전자의 절대위치를 검출 할 수 있는 센서리스 운전 시스템을 제안한다. 더불어, 제안한 알고리즘을 10k[W]급 전동기에 적용하여 유효성과 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

Generally, brushless DC motor(BLDCM) driving system uses hall sensors or encoders as the mechanical position or speed sensors. It is necessary to achieve the information's of rotor position for driving trapezoidal type brushless DC motor without any position sensor. This paper proposes a sensorless driving system with absolute rotor position detecting circuit which acquires both commutating phase and commutating time by analyzing motor phase voltages. Proposed system is applied to a 10k[W] rating motor which actually used in Hybrid Electric Vehicles. The experimental results will show the validity of the proposed system and the practical use of proposed sensorless drive.

Key Words : Brushless DC Motor, Hall Sensor, Encoder, Sensorless Drive, Commutation

1. 서 론

영구자석 브러시리스 직류전동기(Permanent magnet

Brushless DC Motor : BLDCM)는 소음이 작고, 효율이 높으며 여자에 필요한 요소들이 작아 제어시스템을 간소화시킨다는 기구적인 장점을 가지고 있다. 또한, 회전자가 영구자석인 이유로 부가적인 정류자가 필요하지 않으므로, 수명이 오래가고 제어가 용이하며 부피가 작아져 소형화가 가능할 뿐만 아니라 회전자의 발열이 상대적으로 적어 냉각이 용이하다^{[1][2]}. 그러나, 구동원리상 회전자 위치 검출 센서의 사용은 불가피하며, 이러한 센서의 사용은 사용상의 많은 제약을 초래한다. 최근 들어 회전자 위치 센서 없이 브러시리스 직류 전동기를 구동하고자 하는 다수의 연구가 진행되어왔다^{[3][4]}. Moreira^[5] 등이 제안한 고정자의 제 3 고조파 전압 성분을 이용하는 방법은 저속에서 제 3 고조

*정회원, 고려대 대학원 전기공학과 박사과정

E-mail : kids@nate.com

**정회원, 고려대 전기·전자·전파공학부 교수

***정회원, LG전자 Digital Media 연구소 연구원

****정회원, (주)효성 중공업연구소 연구원

§정회원, 현대중공업 기전연구소 책임연구원

접수일자 : 2003. 1.15

1차심사 : 2003. 3.11

3차심사 : 2003. 5.29

2차심사 : 2003. 5.13

심사완료 : 2003. 6.12

파가 검출되지 않는 문제점과 전동기 제조시 제공되지 않는 전동기 내부 중성점을 이용해야 하는 응용상의 단점을 가진다. Ogasawara^[6] 등은 비여자 상의 환류 다이오드의 도통 구간을 이용한 단자전류 파형을 분석하여 ZCP(zero crossing point)를 검출하는 방법을 제안하였는데, 이 방법은 단자 전류 파형 검출을 위한 3개의 독립 양극성 전원이 필요해 구현 면에서 비용을 증가시키고, 펄스폭 변조(PWM)의 스위치 턴-오프 상태에서만 검출이 이루어지므로 고 시비율의 고속에서 분해능이 저하되는 문제점을 가지고 있다. 한편, Iizuka^[7] 등은 단자전압을 적분함으로써 전환시점을 찾는 방법을 이용한 센서리스 운전을 구현하였는데, 전환 시점이 하드웨어적으로 이루어져 제어기의 연산 부담을 줄여주지만, 통전되는 상전류가 역기전력과 완전히 동기가 이루어지기 어려우며 인버터의 상위 스위치에 만 스위칭 스트레스가 가해지는 단점이 있다.

본 논문에서는 단자전압 정보로부터 역기전력이 쌓이 되는 ZCP를 찾아 여자상의 전환 시점을 결정하는 방법을 사용하여 브러시리스 직류 전동기를 센서리스로 구동하였다. 기존의 센서리스 운전 알고리즘이 상 여자 시점과 회전자 위치를 간접적으로 검출하였던 점을 보완하여 회전자의 절대위치 검출 알고리즘을 제안함과 동시에, 제어기의 부담을 줄여주고 속도 추종능력을 향상시킨 효율적 여자 시점 검출 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘의 유효성을 검증하기 위해 전기자동차용 10k[W]급 12극 브러시리스 직류 전동기를 이용하여 센서리스 운전 시스템을 구성하였다.

2. 구형파 브러시리스 직류 전동기의 구동원리

2.1 구형파 브러시리스 직류 전동기의 구동 시스템

일반적인 브러시리스 직류 전동기의 구동 시스템은 크게 인버터, 전동기, 제어기로 구성되어 있다. 그림 1은 일반적인 구형파 브러시리스 직류전동기 구동 시스템을 나타내고 있다.

전동기 부분에 있는 홀 센서(Hall Sensor)가 회전자의 위치를 검출하고 이 신호로부터 회전자의 위치에 따라 각상에 적절한 전류가 흐르도록 인버터의 스위칭 소자를 스위칭 시켜주게 된다. 표 1은 그림 1의 구동 시스템으로 3상 2여자, 선단부 유니폴라 PWM방식으로 전동기를 구동시킬 경우 각 구간에서 회로상태를 나타내고 있다.

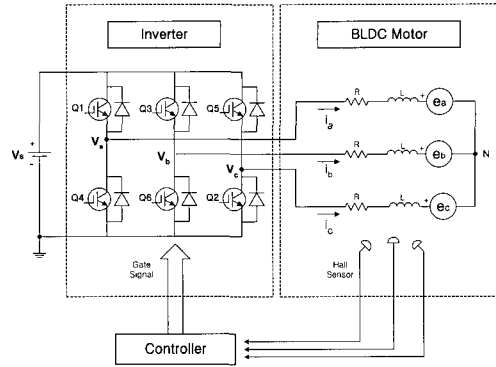


그림 1 구형파 BLDCM의 구동시스템 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of driving system a trapezoidal brushless DC motor

표 1 3상 2여자, 선단부 유니폴라 PWM 방식으로 전동기를 구동시킬 경우의 각 구간에서의 회로 상태

Table 1 Circuit Status for each period driving motor in the way 3Phase - 2Conduction, On-Going Unipolar PWM

	M1 0°~60°	M2 60°~120°	M3 120°~180°	M4 180°~240°	M5 240°~300°	M6 300°~360°	M1
역기전력	[Graph showing back EMF waveforms]						
전류	[Graph showing current waveforms]						
Active Phase	AC	BC	BA	CA	CB	AB	AC
Inactive Phase	B	A	C	B	A	C	B
Conduction Path	[Graph showing conduction paths]						
PWM Switch	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q1	Q2
Turn-On Switch	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q1
Freewheeling Diode	D5	D6	D1	D2	D3	D4	D3

2.2 단자전압 검출에 의한 회전자 위치 검출

그림 1의 시스템에서 임의상이 여자상인 경우 각 상의 단자전압은 스위치의 상태에 따라 V_s 와 0[V]의 두 가지 경우를 가지게 된다. 표 1에 보인 각 구간에 대해 b상이 여자상인 구간의 b상의 단자전압을 표 2에 정리하였다.

다음 b상이 비여자상인 경우 M1 구간에 대한 등가 회로를 그림 2와 그림 3에 보였다.

그림 3은 M1구간 중 비여자상 전류 i_b 가 0으로 소

호 된 이후의 구간에서 PWM 스위치 Q2의 On, Off 상태에 따른 등가회로를 나타내고 있고, 이 때의 b상의 단자전압 v_b 는 다음과 같다.

$$v_b = v_m + e_b \tag{1}$$

이때 전동기 내부 중성점 전압 V_m 은 다음에 의해서 구해진다. KVL를 적용시키면,

$$v_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + v_m \tag{2}$$

$$v_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + v_m$$

을 얻을 수 있고 이 두 식을 합해서 v_m 에 대해서 정리를 하면,

$$v_m = \frac{1}{2} (v_a + v_c) - (e_a + e_c) - R(i_a + i_c) - L \frac{d(i_a + i_c)}{dt} \tag{3}$$

가 된다.

표 2 b상이 여자상인 M2, M3, M5, M6 구간에서의 단자 전압

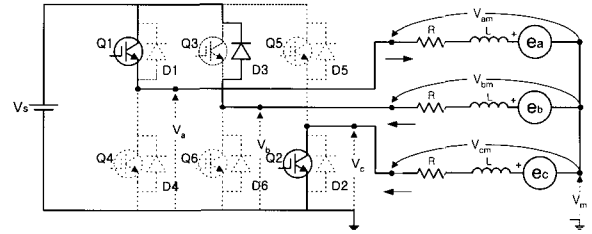
Table 2 Terminal voltage of phase b for the M2, M3, M5, M6 in which phase b is conducting phase

구 간	조 기	b상의 단자전압
	PWM Switch의 상태	
M2 (60~120°)	Q3 On	V_s
	Q3 Off	0
M3 (120~180°)	Q4 On	V_s
	Q4 Off	V_s
M5 (240~300°)	Q6 On	0
	Q6 Off	V_s
M6 (300~360°)	Q1 On	0
	Q1 Off	0

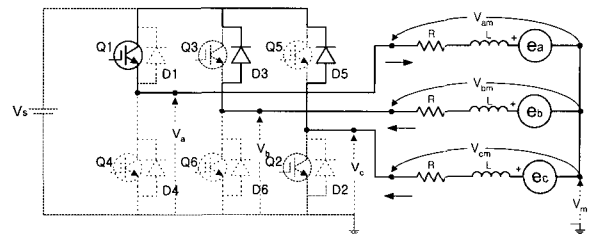
표 1을 보면 M1 구간에서 a상의 역기전력과 c상의 역기전력은 크기는 같고 부호가 반대인 것을 알 수 있으므로 $e_a + e_c = 0$ 이 되고, 그림 3을 보면 a상의 전류와 c상의 전류 역시 크기는 같고 부호가 반대임을 알 수 있으므로 $i_a + i_c = 0$ 이 된다. 이 두 관계를 식 (3)에 대입하면 v_m 은,

$$v_m = \frac{1}{2} (v_a + v_c \tag{4}$$

로 간략화 된다. 그리고 식 (4)을 식 (1)에 대입을 함으로써 v_b 는,



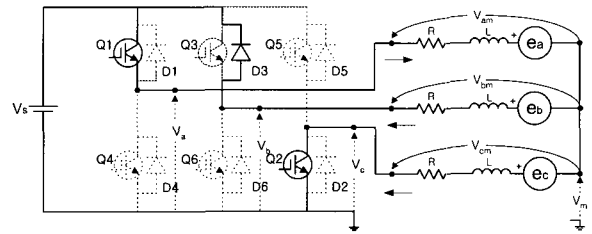
(a)



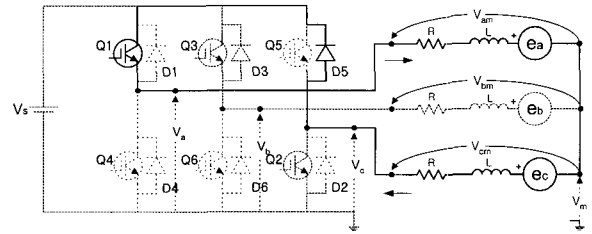
(b)

그림 2 M1구간 중 비여자상 전류 i_b 가 0으로 소호되기 이전 구간에서의 PWM 스위치 Q2의 (a) On 상태, (b) Off 상태에 따른 등가회로

Fig. 2 Equivalent Circuit for the period until i_b , current of non-conducting phase b, reach 0 among M1



(a)



(b)

그림 3 M1구간 중 비여자상 전류 i_b 가 0으로 소호 된 이후 구간에서의 PWM 스위치 Q2의 (a) On 상태, (b) Off 상태에 따른 등가회로

Fig. 3 Equivalent Circuit for the period after i_b , current of non-conducting phase b, reach 0 among M1

$$v_b = \frac{1}{2}(v_a + v_c) + e_b \quad (5)$$

로 정리된다. 그림 4로부터 v_a 는 Q2의 On, Off에 상관없이 항상 V_s 전압이, v_c 는 Q2 스위치의 On, Off에 따라서 각각 0과 V_s 전압이 인가되어 짐을 알 수 있다. 따라서 식 (5)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$v_b = \frac{V_s}{2} + e_b(Q2 \text{ on}) \quad (6)$$

$$v_b = V_s + e_b(Q2 \text{ off}) \quad (7)$$

또한, 식 (9)을 보면 e_b 의 부호가 양이 되면 b상의 단자 전압 v_b 가 인버터의 직류 링크 전압보다 커지므로 Q3의 역병렬로 연결된 환류 다이오드 D3가 도통되어 v_b 는 직류 링크 전압 V_s 가 되고, 이 구간에서의 등가회로는 그림 2의 (a)와 같다. 또 하나의 b상 비여자 구간인 M4 구간은 M1 구간의 분석 결과를 토대로 유추할 수 있으며, 표 3에 M1, M4 구간에서 b상의 단자 전압을 분석하여 정리하였다.

표 2와 표 3을 정리하면 b상의 단자전압 파형은 그림 4와 같이 된다.

표 3 b상이 비여자상인 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	조 건		b상의 단자전압
	비여자상의 전류 상태	PWM Switch 상태	
M1 (0 ~ 60°)	$i_b \neq 0$	Q2 On	V_s
		Q2 Off	V_s
	$i_b = 0$	Q2 On	$\frac{V_s}{2} + e_b$
		Q2 Off	$V_s + e_b$
M4 (120 ~ 180°)	$i_b \neq 0$	Q2 On	0
		Q2 Off	0
	$i_b = 0$	Q2 On	$\frac{V_s}{2} + e_b$
		Q2 Off	e_b

표 1과 2 및 표 3의 결론을 통해 구형과 브러시리스 직류 전동기의 운전상황에 따른 각 상 전압의 변화 형태를 확인할 수 있음을 알 수 있다. 따라서, 각 상 전압의 변화분을, 특히 $V_s/2$ 을 지나는 ZCP 지점을 검출

하여 제어기가 분석함으로써 회전자의 위치 및 다음 여자상과 여자 시점을 결정하고 센서리스 운전을 가능하게 한다.

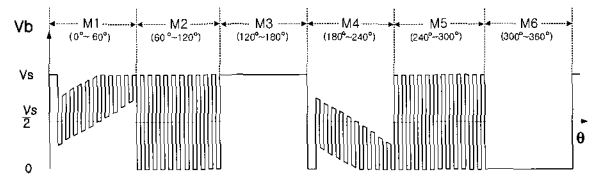


그림 4 b상의 단자전압 파형 (선단부 유니폴라 PWM)
Fig. 4 Waveform of phase b terminal voltage (on-going phase unipolar PWM)

3. 제안한 브러시리스 직류 전동기의 회전자 절대위치 검출 방법

그림 5은 제안한 브러시리스 직류전동기의 센서리스 구동 시스템을 보여주고 있다. 그림 5에서, 전동기의 역기전력 신호로부터 검출한 시간 및 위치정보는 주 제어회로로 입력되고, 이 정보로부터 제어회로는 전동기의 속도와 가·감속 상황을 판단하게 되며, 다음 제어명령에 필요한 파라미터(parameter) 값들을 연산한 후 제어에 반영하게 된다.

그림 6은 그림 5에 보인 시스템과 전동기 등가회로를 함께 보인 그림이다. 그림 6에서 알 수 있듯이 실제 검출되어지는 신호는 각 상의 단자전압인 V_a , V_b , V_c 의 전압 강하한 값인 V_a' , V_b' , V_c' 이다. 각 상의 여자 상황에 따른 전동기의 단자전압의 크기

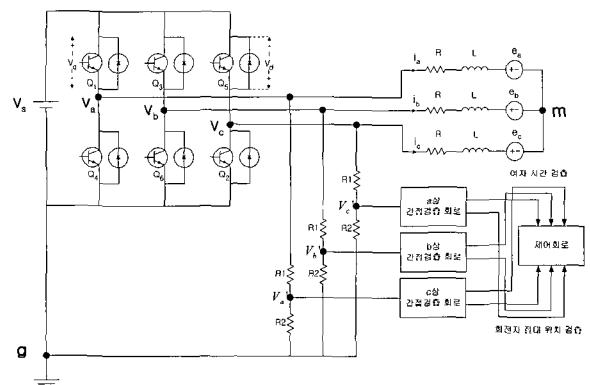


그림 5 회전자 절대위치 간접 검출회로를 이용한 구형과 브러시리스 직류 전동기 구동 시스템

Fig. 5 Trapezoidal BLDC motor driving system using indirect detecting circuits of absolute rotor position

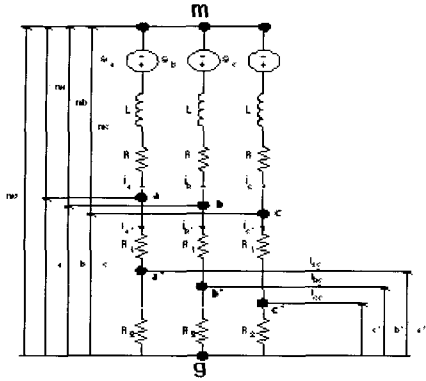


그림 6 제안한 회전자 절대위치 간접 검출단 및 전동기의 등가회로
 Fig. 6 Equivalent circuit of proposed indirect detecting ports of absolute rotor position

는 표 2와 표 3에 b상을 기준으로 하여 기술하였으며, 매 순간의 a, b, c상과 a', b', c'상의 전압간의 상관관계는,

$$v_{a'g} = v_a = R_2 i_a = v_a - R_1 i_a \quad (8)$$

$$v_{b'g} = v_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_a \quad (9)$$

$$v_{c'g} = v_c = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_c \quad (10)$$

와 같이 되므로, R_1 과 R_2 의 적절한 선정으로 단자전압 v_a, v_b, v_c 와 동일한 형태의 신호를 간접검출 회로단으로 보낼 수 있다. 여기서, 검출단으로 흘러가는 전류 i_{ac}, i_{bc}, i_{cc} 는 i_a, i_b, i_c 에 비해 정도로 매우 작은 값이므로 무시할 수 있고, 따라서 $i_{ac} = i_{bc} = i_{cc} = 0$ 으로 가정하였다.

그림 7은 본 논문에서 제안하는 회전자 절대위치의 간접검출을 구현한 회로이며, 그림 8는 이 회로의 각 단 전압을 비교기 출력단까지 표시한 것이다.

그림 7에서 각 상의 단자전압(그림 8의 (a))은 R_2 에서 전압강하 되어 전달되어지고, 다시 고주파 스위칭 성분과 dc 성분을 제거함으로써 그림 8의 (b)와 같은 형태로 비교기로 입력되어진다. 비교기 출력신호는 그림 8의 (c)와 같은 모양을 가지게 되며, 제어기 입력단으로 들어가게 된다.

그림 9는 제안한 센서리스 알고리즘을 나타낸다. 제안한 센서리스 알고리즘은 바로 30°앞선 검출 신호의 반전시점에 이전 반전 시점과의 시간을 계산하여 다음 여자 시간, 즉 30°이후의 시간을 결정하게 되는데, 기존 알고리즘과 같이 연산을 통한 각도 보정을 통하지 않고, 제어기 내부 두 개의 독립 타이머의 단순 읽기·쓰기 작업만을 통해 수행 되도록 하여 제어기의 부담을 크게 줄였다. 또한 30°이후의 여자시점에는 회전자의 절대위치(여자상)를 홀센서에서 읽어오듯이 읽어오므로, 기존의 여자 시점만을 알 수 있을 뿐 여자 상은 간접적으로 지령해 주던 방법에 비해 안정성이 보장된다. 제어기의 timer는 검출한 신호의 시간 간격을 계산하는데 이용하는 기준 시간으로써, timer 2는 입력된 신호(그림 9 (a))의 검출시간 간격을 계산하고, timer3는 timer2에서 연산된 시간에 연동한 제어명령에 따라 동작되어 여자신호를 내보내는데 있어서의 기준시간으로 사용된다. 제안한 센서리스 운전

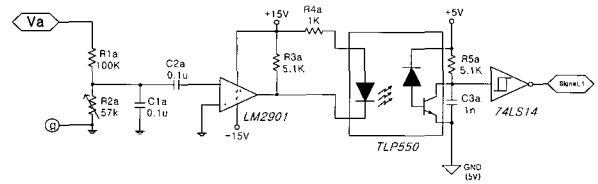


그림 7 제안한 회전자 절대위치 검출회로
 Fig. 7 Proposed indirect detecting circuits of absolute rotor position

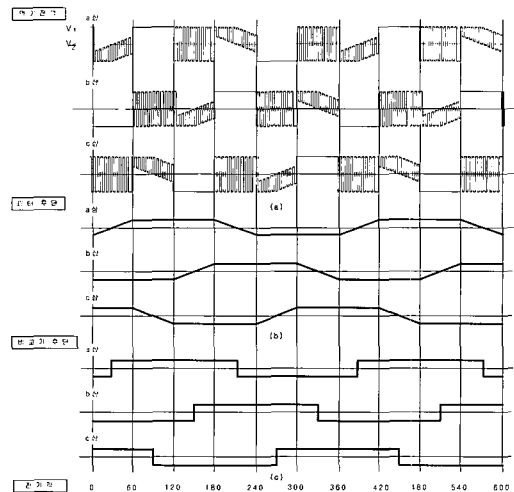


그림 8 상전압 및 간접 검출 파형
 (a) 상 전압 (b) 필터 후단 (c) 비교기 후단
 Fig. 8 Voltage Waveform of (a) each phase, (b) filtered voltages of (a), (c) comparator output voltages of (b)

알고리즘은 운전 중의 매순간 회전자의 속도를 실시간으로 검출하여 연산을 해주어야 하는 것이 아니며 자동 증가하는 timer의 값을 읽어오고 써주는 단순 작업만을 하므로 저속·저가의 제어기를 이용한 구현이 충분히 가능하다. 또한 극수가 높은 전동기의 고속운전을 하는 경우, 검출신호의 매 상승·하강 모서리(rising·falling edge)를 검출하는 것이 제어기에 무리를 주는 경우 상승 또는 하강 모서리만을 검출하여 제어한다면 제어기의 연산부담을 반으로 줄여줄 수 있다.

한쪽 모서리만을 검출하여 제어하여도 기계적인 회전자의 회전속도 변화는 전기각으로 60°구간에 급변할 정도로 갑자기 일어나지 않으므로 제어 성능의 저하는 전혀 찾을 수 없다. 센서리스 운전 중 예상치 못한 잡음신호가 검출신호에 중첩되어 나타나는 경우 운전속도 계산 및 여자시간 설정에 오차가 발생할 수 있다. 본 실험에 사용된 소프트웨어에서는 이러한 경우를 미연에 방지하기 위해, 이전 여자시간의 기록을 2 여자시간 동안 기록하여 현재 여자시간과 비교하여 비이상적인 시간변화가 발생하는 경우 잡음신호(noise signal)로 인식하고 제어에 반영하지 않도록 소프트웨어 필터를 추가하였다. 더불어, 소프트웨어 필터로 걸

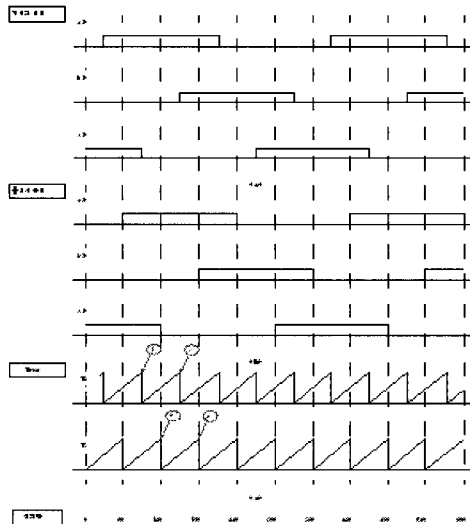


그림 9 제안한 센서리스 운전 알고리즘
(a) 검출신호, (b) 홀센서 출력, (c) 제어기 타이머
Fig. 9 Algorithm of proposed sensorless driving
(a) achieved signals
(b) output signals of hall sensor
(c) timers of controller

러지지 않은 잡음 신호가 여자에 반영되는 경우에도 여자 시점은 어긋날 수 있지만, 회전자의 여자상은 전기각으로 30°이후에 별도로 검출하는 회전자의 절대 위치정보를 통하여 지령되므로, 잘못된 상을 여자 하여 발생할 수 있는 토크 리플(torque ripple)이나 회전자가 탈조(out of step)할 가능성을 최소화하였다.

4. 실험 및 결과 고찰

그림 10는 제안한 회전자 위치 간접 검출 알고리즘의 유효성을 확인하기 위해 구성한 실험 시스템을 나타내고 있다. 주 제어 연산기로는 TMS320F240을 사용하였으며, 1200[V] 300[A] 용량을 갖는 인버터를 사용하였다. 실험에 사용된 전동기는 10kW급의 12극 영구자석 회전자형 BLDC 전동기이다. 전동기의 사양은 표 4와 같다.

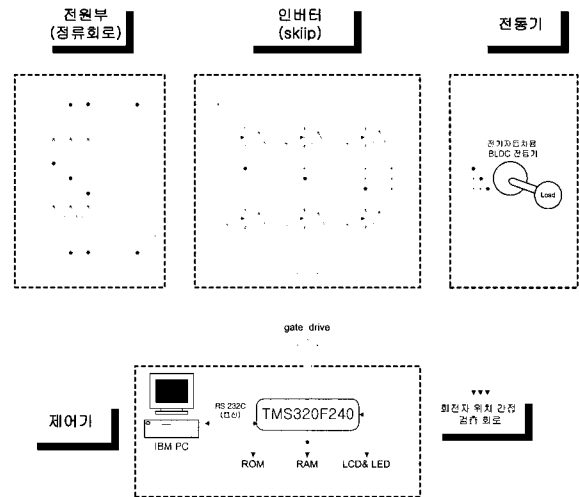


그림 10 실험 시스템 구성
Fig. 10 Topology of experiment system

표 4 전동기 사양
Table 4 Specifications of utilized motor

항 목	전동기 사양
최대 출력	9.2[kw] @ 2,000 [rpm]
최대 토크	49.0[Nm] @ 1,000 [rpm]
최고 회전수	6,000[rpm]
정격전압	144[V]
극수	12극
Motor Type	SPM, 분할코어

그림 11의 3, 4번 및 2번 신호는 각 상의 간접 검출 신호의 최종제어기로 입력되는 신호를 나타내었다. 간헐적인 노이즈 신호가 보이고 있으나 소프트웨어는 노이즈 신호를 정상 신호와 구분하여 제어에 반영하지 않는다.

각 상의 간접검출 신호는 정확히 120°의 위상차를 가지고 있으며, 1-5-4-6-2-3의 홀 센서와 동일한 시퀀스(sequence)로 검출될 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 12는 각각 제안한 센서리스 운전 알고리즘으로 전동기를 구동시켜 1000[rpm]에서 2500[rpm] 까지 실험 결과 파형이다. 그림 12의 3번 파형은 단자전압 파형을 직류전원의 ground를 기준으로 측정된 것이며, 1번 파형은 3번 파형을 저역·고역 필터한 것이고, 4번 신호는 동상 신호의 비교기 출력 후 photo coupler 거친 capture 입력단, 2번 파형은 동상 전류 파형이다.

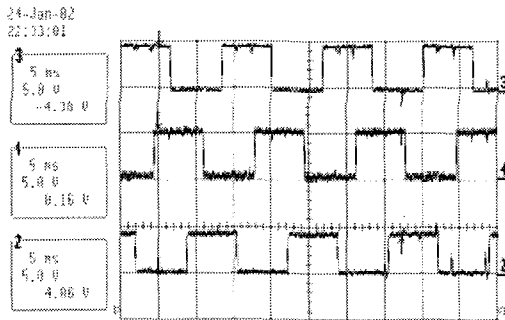
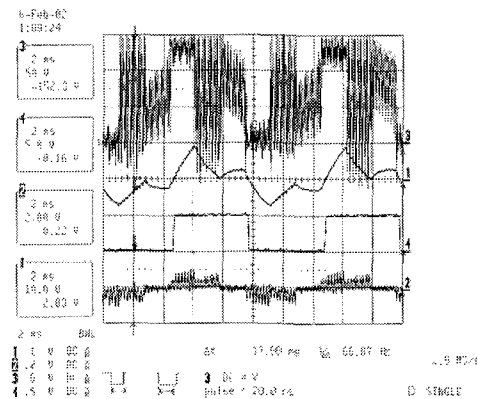
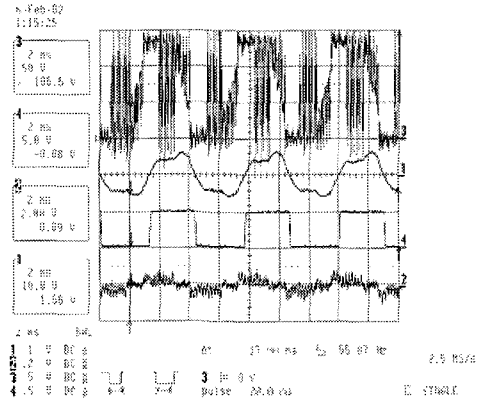


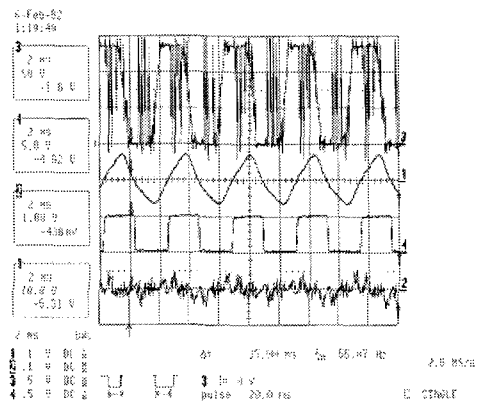
그림 11 센서리스 운전시 각상 간접검출 신호
Fig. 11 Waveform of each phase indirectly detected signals while sensorless driving at



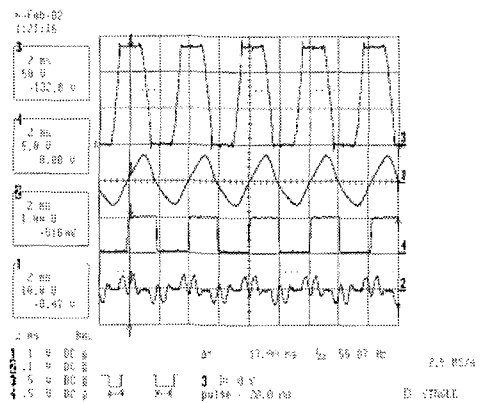
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 12 필터 전후의 상 전압, 입력신호 및 전류 파형
(a) 1000[rpm] 센서리스 운전
(b) 1600[rpm] 센서리스 운전
(c) 2100[rpm] 센서리스 운전
(d) 2500[rpm] 센서리스 운전

Fig. 12 Waveform of a phase voltage, filtered phase voltage, input signal and phase current while sensorless driving at (a) 1000[rpm] (b) 1600[rpm] (c) 2100[rpm] (d) 2500[rpm]

실험 결과로부터 회전자 절대위치 검출회로는 제안한 알고리즘의 운용 방향에 부합하여 동작되고 있는 것을 볼 수 있으며, 기존 알고리즘의 문제점을 개선함으로써 용량이 크고 극수가 높은 브러시리스 직류 전동기에서도 센서리스 운전이 가능함을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문은 구형과 전류 여자 브러시리스 직류 전동기의 효율적 센서리스 운전을 목적으로 기존의 단자전압 검출에 의한 회전자 위치 검출 방법을 개선하였다. 각 상의 단자전압을 분석하여 실시간으로 각 상의 여자시점을 검출함과 동시에 여자시점에 적합한 여자상을 회전자의 절대위치 검출을 통해 판별하는 방법을 제안하였다. 더불어, 제안한 알고리즘의 유효성을 검증하기 위하여 전기자동차용 12극 10k[W]급 전동기를 대상으로 한 실험을 통해 제안한 기법의 타당성과 우수성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] James P. Johnson and M. Ehsani, "Sensorless Brushless DC Control Using A Current Waveform Anomaly", Conf. Rec. of 1999 IEEE IAS, pp. 151~158, 1999.
- [2] Jun Oyama and Takashi Abe, "Sensor-less Control of a Half-Wave Rectified Brushless Synchronous Motor", Conf. Rec. of 1995 IEEE IAS, pp. 69~74, 1995.
- [3] 여형기, "브러시리스 직류전동기용 센서리스 드라이브 시스템 개발에 관한 연구", 고려대학교 대학원 전기공학과 박사학위 논문, pp. 25~29, pp. 49~50, 1998년 7월.
- [4] R.C. Becerra, et. al., "Four-Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive," APEC Conf. Rec., pp. 202~209, 1991.
- [5] J.C. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motor 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 1994 IEEE IAS, pp. 443~447, 1990.
- [7] 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.

저 자 소 개



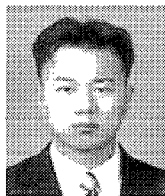
김종선(金宗宣)

1971년 4월 17일생. 2003년~현재 고려대학교 대학원 전기공학과 박사과정.



유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다 대학 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년~1998년 UC Berkeley visiting scholar. 1991년~현재 고려대 전기·전자·전파공학부 교수.



배종표(裴鐘豹)

1975년 7월 5일생. 2002년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 LG 전자 Digital Media 연구소 근무.



서문석(徐文錫)

1975년 4월 11일생. 2001년 고려대 전기공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 (주)효성 중공업연구소 근무.



최욱돈(崔旭惇)

1955년 1월 26일생. 1983년 영남대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 현대중공업 기계전기연구소 근무.