

TMS320F240을 이용한 BLDC 전동기의 리플저감에 대한 연구

(A Study on Ripple Reduction of BLDC Motor using TMS320F240)

노광호* · 김용 · 이승일 · 조규만 · 이규훈

(Kwang-Ho Roh* · Yong Kim · Seung-Il Lee · Gyu-Man Cho · Kyu-Hun Lee)

Abstract

This paper presents a ripple reduction of BLDC motor using TMS320F240. A fault of permanent magnet(PM) BLDC motor possible to miniaturization and high-output is to be difficult to reduce speed-ripple at low speed region. An existing solution is to be use of PWM waveform by PI control with computing control angle of 60° . The new family of DSP controllers provides a single chip solution by integrating on-chip not only a high computational power but also, all the peripherals necessary for electric motor control. This paper gives an advanced solution of the SVPWM technique for the purpose of reducing control angle rather than 60° . This technique gives an excellent speed ripple characteristic.

1. 서론

BLDC 전동기는 DC 전동기의 정확한 제어성과 AC 전동기의 견고성을 동시에 겸비하고, 먼지가 많거나, 폭발성이나 부식성이 존재하는 환경에서도 사용이 가능하다. 또한 선형적인 토크-전류 특성을 갖고 있으며, 고정밀도, 양호한 전류 파형, 빠른 응답성, 광범위한 속도 제어 범위를 갖고있으므로 위치, 속도, 토크제어에 적합한 특성을 갖고 있다.^{[1][2][3]} 본 논문에서는 소형화 고효율화가 가능한 영구자석형 BLDC 전동기의 단점으로 지적되는 저속 운전영역에서의 속도리플을 저감하기 위하여 기존의 PWM 방식대신 SVPWM 방식을 이용하여 인버터에 의한 60° 의 제어각도를 더 작게 줄임으로써 비교적 양호한 속도리플 특성이 구현됨을 나타내었다. 사용된 BLDC 전동기는 47[W]급이며 마이크로프로세서는 Motor전용인 Texas Instrument사의 TMS320F240을 사용하였다. 특히 TMS320F240에는 SVPWM 모듈을 내장하고 있어 많은 양의 데이터 처리가 필요한 SVPWM을 간단하게 처리함으로써 빠른 처리와 신뢰성을 높일 수 있었으며 실험을 통하여 검증하였다.^{[4]-[15]}

2. 본론

2.1. BLDC 전동기의 특성방정식

1) 전압 방정식

BLDC 전동기의 전압방정식은 식 (1)과 같다.

$$V = L\left(\frac{dI}{dt}\right) + RI + E = L\left(\frac{dI}{dt}\right) + RI + K_E\omega \quad (1)$$

여기서 E:역기전력, K_E :역기전력 상수, ω :각속도

또한 영구자석형 전동기의 경우 공극에서의 자계를 일정한 것으로 가정한다면 전동기의 발생토크는 전류에 비례하게 되어 식(2)로 나타낼 수 있다. 여기서 K_T 는 토크상수이다.

$$T = K_T I \quad (2)$$

전동기와 부하의 관성모멘트를 각각 J_M, J_L 전동기의 마찰 토크와 부하 토크를 T_f, T_L 회전수에 비례하는 점성 마찰토크를 $D\omega$ 라 하면 전동기의 운동방정식은 식(3)으로 표현될 수 있다.

$$T = (J_M + J_L)\frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_f + T_L \quad (3)$$

2) 전동기의 속도 전달함수

전동기의 전달함수를 구하기 위해 식(1), (2), (3)을 라플라스 변환하면 식(4), (5), (6)과 같다.

$$V(s) = (sL + R)I(s) + K_E\omega(s) \quad (4)$$

$$T(s) = K_T I(s) \quad (5)$$

$$T(s) = (sJ + D)\omega(s) + (T_f + T_L)\left(\frac{1}{s}\right) \quad (6)$$

여기서 $J = J_M + J_L$ 이다.

또한 식(4), (5), (6)을 이용하여 전동기를 그림1의 블록도로 나타낼 수 있다.

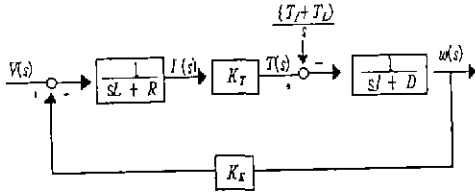


그림 1. BLDC 전동기의 블록선도
Fig 1. Block diagram of BLDC motor

그림 1에서 전달함수는 식(7)과 같다.

$$G_P(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{G(s)}{(1 + G(s)H(s))} \quad (7)$$

$$\text{여기서 } G(s) = \frac{K_T}{(sL + R)(sJ + D)}, \quad H(s) = K_E$$

$$G_P(s) = \frac{K_T}{(sL + R)(sJ + D) + K_E K_T} \quad (8)$$

만약 전동기의 댐핑이 없고 인덕턴스가 매우 작을 경우, 식(8)은 식(9)와 같이 간단히 표현된다.

$$G_P(s) = \frac{K_T}{s^2 L J + s R J + K_E K_T} \quad (9)$$

이때 전달함수의 극점은 식(10), (11)로 표현된다.

$$p_1 = \frac{-RJ + RJ\left(1 - \frac{2LK_E K_T}{R^2 J}\right)}{2LJ} \approx -\frac{K_E K_T}{RJ} \quad (10)$$

$$p_2 = \frac{-RJ - RJ\left(1 - \frac{2LK_E K_T}{R^2 J}\right)}{2LJ} \approx -\frac{R}{L} \quad (11)$$

또한 식(9)의 전달함수는 식(12), (13)으로 나타낼 수 있다.

$$G_P(s) = \frac{\frac{K_T}{LJ}}{\left(s + \frac{K_E K_T}{RJ}\right)\left(s + \frac{R}{L}\right)} \quad (12)$$

$$G_P(s) = \frac{\left(\frac{1}{K_E}\right)}{(s\tau_M + 1)(s\tau_E + 1)} \quad (13)$$

$$\tau_M = \frac{RJ}{K_E K_T}, \quad \tau_E = \frac{L}{R}$$

앞에서 인덕턴스가 매우 작다고 가정했으므로 τ_M (기계적 시정수)은 τ_E (전기적 시정수)보다 훨씬 크며 ($\tau_M > 10\tau_E$), $\tau_E \ll 1$ 경우, 식(13)은 식(14)와 같이 나타낼 수 있다.^{[14][15]}

$$G_P(s) = \frac{\frac{1}{K_E}}{(s\tau_M + 1)} \quad (14)$$

3) 디지털 제어기의 설계

PI 제어기는 지상 및 진상 보상으로 양호한 특성과 제어의 강인성으로 인해 산업분야에서 제어기법으로 널리 사용되고 있다. 디지털 PI 제어기를 표현하는 일반식은 식(15)과 같이 나타낼 수 있다.^{[4][5][14][15]}

$$G_D(z) = K_P + K_I \frac{zT_s}{z-1} \quad (15)$$

여기서, T_s 는 샘플링 시간으로, 0.1[ms]로 하였다. 표 1은 BLDC 전동기의 파라미터를 나타낸다.

표 1. 제어대상 전동기의 사양
Table 1. Parameters of the Brushless DC Motor

Phase resistance	2 [Ω]
phase inductance	0.78 [mH]
Back-EMF constant	17.7[V/1000 rpm]
Torque constant	0.145 [Nm/A]
Rated voltage	170 [V]
Max recommended speed	7500 [rpm]
Rotor inertia	9.3E-5 [kgm ²]
Mechanical time constant	65 [ms]

따라서 PI 제어를 포함한 BLDC전동기 제어시스템의 페루프 전달함수 $G_{CL}(z)$ 는 식(16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{CL}(z) = \frac{G_P(z)G_D(z)}{1 + G_P(z)G_D(z)} \quad (16)$$

식(13)으로 표현된 BLDC 전동기의 전달함수는 식(17)과 같다.

$$G_P(z) = \frac{0.2861z + 0.1708}{z^2 - 1.1981z + 0.2072} \quad (17)$$

Ziegler-Nichols의 제안에 따라 페루프 시스템의 극이 단위원 내의 경계점($|Z| = 1$)에 있을 때 시스템이 발진하도록 비례이득 K_P 만을 증가($K_I = K_D = 0$)시켜 근궤적과 일치하는 점에서 가상이득 K_m 을 설정한 후 식(18)을 이용하여 각각의 이득을 설정한다.

$$K_P = 0.6K_m \quad K_I = \frac{K_P \omega_m}{\pi} \quad (18)$$

여기서, ω_m 은 시스템이 진동($K_I = K_D = 0$)할 때 즉, 근궤적이 단위원과 교차하는 곳에서의 주파수를 의미하며, K_m 은 이때의 이득을 나타낸다. 그림 2는 Ziegler Nichols 방법을 적용하여 구한 BLDC 전동기의 근 궤적을 나타낸다.

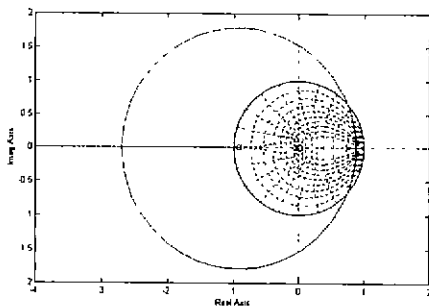


그림 2. 단위원과 근궤적
Fig 2. Unit Circle and Root Locus

그림3은 그림2에서 제시한 Ziegler-Nichols의 이득 설정방법을 직접 적용한 경우 단위응답 특성을 나타내며 시스템의 정상상태에 도달하는 정정시간이 약 0.01[s]임을 나타낸다. 시간영역에서 응답 특성의 결과로부터 안정된 응답특성을 나타내는 제동비 ξ 를 약 0.7로 선정하여 근궤적 상에서 이득을 결정

하였다 ($K_P=0.0714$, $K_I=44.52$).^{[14][15]}

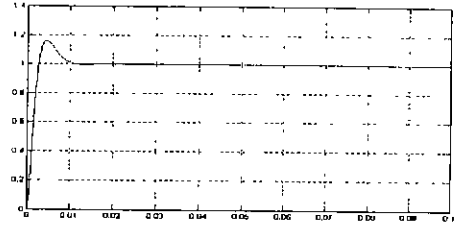


그림 3. 스텝응답 특성
Fig 3. Characteristic curve for step-response

2.2. 실험 방법

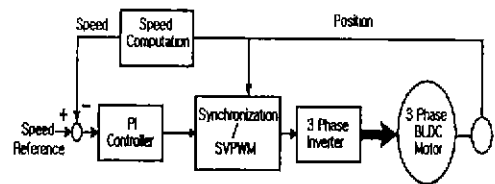


그림 4. 주 프로그램의 블럭도
Fig 4. Block diagram of Main program

그림 4는 주 프로그램의 블록도이며 그림 5는 주 프로그램의 순서도이다.

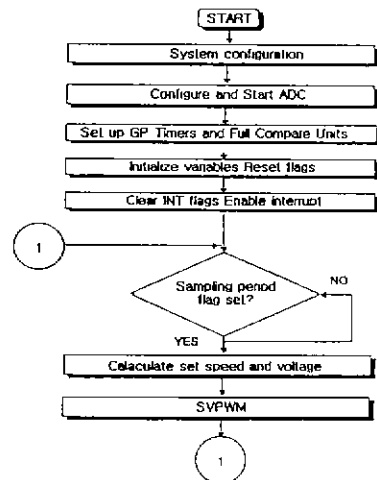


그림 5. 주 프로그램의 순서도
Fig 5. Flowchart of Main program

1) Position Sensing

실험에는 3개의 홀센서를 지닌 4극의 BLDC 전동기를 이용하였다. 1회전시 홀신호 상승, 하강 edge를 체크하면 12번의 신호변화를 가져온다. 이때 3개의 홀

신호의 입력을 TMS320F240의 IOPC5,6,7/CAP1,2,3핀에 연결하여 홀신호 변화가 있을 경우 Capture 인터럽트를 발생시킨다. 인터럽트 후 바로 IOPC5,6,7로 변환하여 0x70과 논리곱 한 후 우측으로 4비트 이동하여 유효자리를 얻어 출력패턴을 결정한다

2) 속도 계산

속도 계산은 위치센서 출력 신호로부터 유도되어진다. 모터의 1회전마다 12번의 홀신호 변화가 발생되므로 그때의 시간을 측정하면 속도를 구할 수 있다.

$$rpm = \frac{\Delta\theta}{\Delta T} \quad (19)$$

식(19)에서 θ 가 기계적인 각도이고 그때 두 캡처사이의 경과된 시간 T 를 계산함으로써 속도를 얻을 수 있다. 경과된 시간 T 는 Timer2를 이용하여 계산하였으며 30° 각을 0.1ms마다 smcnt라는 변수를 선정 증가하게 했으며 T2CNT를 사용하여 시간 T 를 계산하면 식 (20)과 같다.

$$T = 0.1smcnt + \frac{T2CNT}{20000} \quad (20)$$

여기서 20000은 Timer2의 주기이다.

1회전시 걸리는 시간은 $12T$ 이며 1초에는 $\frac{1}{12T}$ 회 전한다.

따라서 속도 rpm은 식(21)과 같다.

$$rpm = \frac{1}{12T} \times 60 \quad (21)$$

3) PI제어 알고리즘

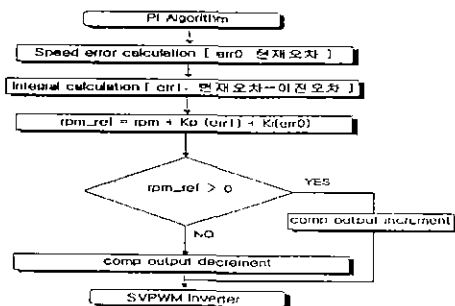


그림 6. 디지털 PI 제어 순서도
Fig 6. Flowchart of digital PI control

그림6은 PI 제어 알고리즘의 순서도이다. 레지스터의 초기화 후, 각종 제어 변수들의 초기값을 셋팅, 그리고 인터럽트를 Enable 한다. 상한선과 하한선을 선정하여 안정한 범위내 PWM 듀티를 인가하여 모터를 회전시키고 홀센서의 변화를 체크하여 속도 계산과 스위칭 패턴을 결정한다. 기준속도와와의 차이를 이용 PI 제어 연산을 한다.^[1]

4) SVPWM 출력

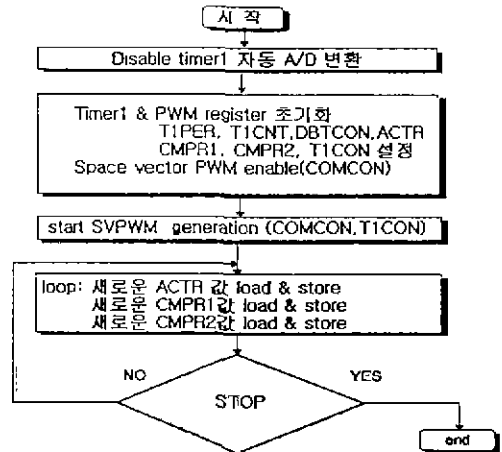


그림 7. SVPWM 프로그램 순서도
Fig. 7. Flowchart of SVPWM Program

그림 7은 사용된 SVPWM 프로그램 순서도이다. 6개의 벡터를 결정하는 ACTR변수와 회전하는 힘의 크기를 나타내는 CMPR1, CMPR2변수를 이용하여 모터를 회전 시켰으며 $CMPR1 \leq CMPR2 \leq T1PER$ 조건을 충족시켜야 정상적인 동작을 유지할 수 있다. 이론상으로 많은 계산과정과 복잡한 하드웨어가 필요하지만 TMS 320F240에 모듈화되어 있는 SVPWM을 이용하여 부가적인 하드웨어나, 복잡한 프로그램 없이 간단히 구현할 수 있었다.

2.3. 실험결과

그림 9~14는 0.25kg·cm의 부하시 측정 결과이다. 그림 9는 PWM 방식을 이용하여 제어하는 경우로서 기준속도를 2500rpm으로 하는 경우의 속도특성을 나타내며, 특성곡선으로부터 속도리플이 거의 없는 양호한 특성이 얻어짐을 알 수 있다. 그림 10은 PWM 방식을 이용하여 제어하는 경우로서 기준속도를 600rpm으로 하는 경우의 속도특성을 나타내며, 특성곡선으로부터 속도리플을 $\pm 20rpm$ 이 됨을 알 수 있다. 그림 11은 SVPWM방식을 이용하여 제어하는 경우로서 기준속도

600rpm에 대한 속도특성을 나타내며, 속도리플은 $\pm 4\text{rpm}$ 정도가 되어 PWM방식을 이용하는 경우에 비해 보다 양호한 특성이 얻어짐을 알 수 있다. 그림 12는 PWM 방식을 이용하여 제어하는 경우로서 기준속도를 200rpm으로 하는 경우의 속도특성을 나타내며, 특성곡선으로부터 속도리플을 $\pm 25\text{rpm}$ 이 됨을 알 수 있다. 그림 13은 SVPWM방식을 이용하여 제어하는 경우로서 기준속도 200rpm에 대한 속도특성을 나타내며, 속도리플은 $\pm 6\text{rpm}$ 정도가 되어 PWM방식을 이용하는 경우에 비해 보다 양호한 특성이 얻어짐을 알 수 있다. 그림 14는 SVPWM 방식을 이용하여 제어하는 경우로서 기준속도를 100rpm으로 하는 경우의 속도특성을 나타내며, 특성곡선으로부터 속도리플이 $\pm 4\text{rpm}$ 정도로 양호한 특성을 얻었다.

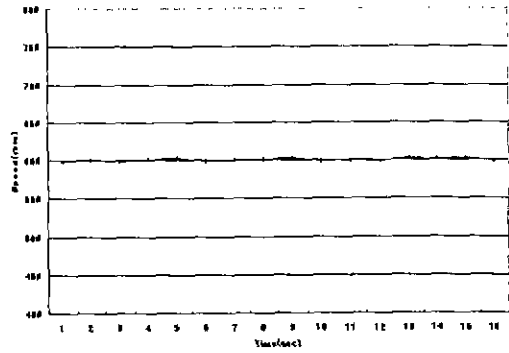


그림 11. 속도출력 (600rpm)
Fig 11. Speed Result in SVPWM

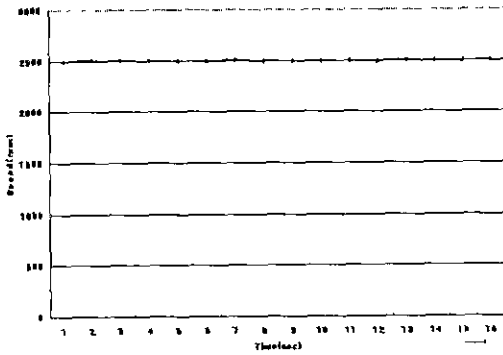


그림 9. 속도출력 (2500rpm)
Fig 9. Speed Result in PWM

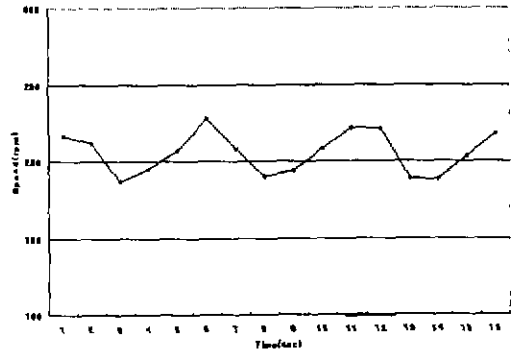


그림 12. 속도출력 (200rpm)
Fig 12. Speed Result in PWM

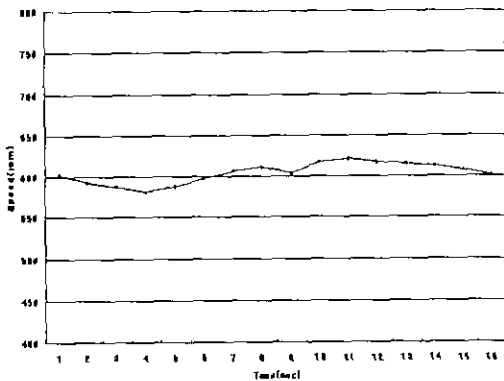


그림 10. 속도출력 (600rpm)
Fig 10. Speed Result in PWM

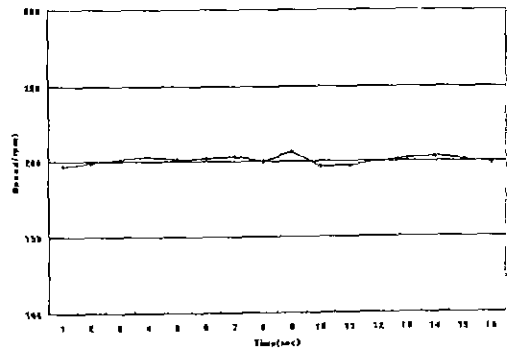


그림 13. 속도출력(200rpm)
Fig 13. Speed Result in SVPWM

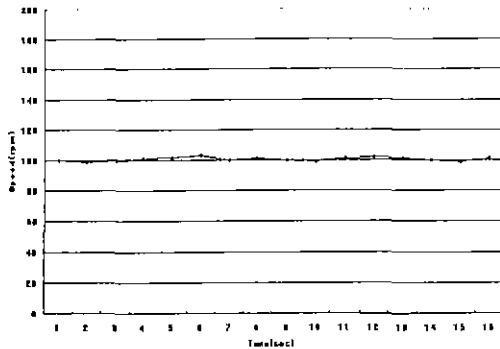


그림 14. 속도출력 (100rpm)
Fig 14. Speed Result in SVPWM

3. 결론

본 연구에서는 BLDC 전동기의 저속영역에서의 속도 리플을 저감하기 위해 SVPWM 제어방식을 이용하였으며, 이의 타당성을 확인하기 위해 PWM 제어방식에 의한 실험결과와 비교하였다. 즉 정격이 7500rpm인 BLDC 전동기에 대해 저속이라 할 수 있는 600rpm과 200rpm을 대표적으로 설정하여 이때 발생한 속도리플 특성을 비교한 결과 SVPWM 방식은 PWM 방식에 비해 비교적 양호한 특성을 지니며, 이는 PWM 방식의 경우 홀센서를 이용하여 속도 계산시 60° 라는 각도오차 때문에 고속일 때 보다 저속일 경우 속도특성이 양호하지 않았으며 SVPWM은 PWM에서 60° 의 오차 범위를 현저히 줄여 스위칭을 하기 때문에 속도특성이 양호함을 확인할 수 있었다. 특히 많은 양의 data처리가 필요한 SVPWM 방식을 적용하기 위하여 고성능의 마이크로 컨트롤러와 주변회로가 필요하지만 TMS320F240 DSP를 사용하여 SVPWM 방법 및 Dead Time 발생처리를 모두 소프트웨어방식으로 처리하여 복잡한 하드웨어를 간략화 시킬 수 있었으며 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Texas Instruments "Implementation of a Speed Controlled Brushless DC Drive Using TMS320F240" BPRA064 1997. 7
 [2] Texas Instruments "DSP Solution for BLDC Motors" BPRA055 1997 3
 [3] David L.Merriman "Application of a TMS320F240 DSP Development Board for Motor Control"
 [4] ANALOG DEVICES "Implementing Space Vector Modulation with the ADMC401" AN401-17 2000 1

[5] Texas Instruments "Space-Vector PWM With TMS320C42x /F42x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns Application Report" SPRA524 1999.3
 [6] Texas Instruments "Implementation of Vector Control for PMSM Using the TMS320F240 DSP Application Report" SPRA494 1998.12
 [7] J.Doval-Gandoy, "Three Alternatives for Implementing Space Vector Modulation With The DSP TMS320F240" 1999 IEEE
 [8] Thomas M.Jahns, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives A Review" IEEE 1996
 [9] Yasuhiko Dote, Ph.D "Servo Motor and Motion Control Using Digital Signal Processors" Prentice Hall 1990
 [10] T.Kenjo "Permanent-Magnet and Brushless DC Motors" Clarendon Press · OXFORD 1985
 [11] Texas Instruments "TMS320C24x DSP Controllers Reference Set" Vol 1, 1997.
 [12] Texas Instruments "TMS320C24x DSP Controllers Reference Set" Vol.2, 1997.
 [13] Texas Instruments "DC 12-24V 30A Three Phase Power Hardware for either PMSM or AC Induction Machine" BPRA071. 1997
 [14] 최병인 "BLDC 모터의 모델링 및 정속도 운전 특성의 개선" 동국대학교 1998
 [15] 김철진, 임태빈 "Brushless DC Motor의 제어 파라미터 추정과 안정도 향상" 1997