

DSP를 이용한 Brushless DC 모터의 초고속 센서리스 제어

김경화*, 정문중, 김태덕, 김영단

경기도 수원시 팔달구 매탄3동 416 삼성전자 냉공조사업부 A/C 개발실

High Speed Sensorless Control of Brushless DC Motor Using DSP

Kyeong-Hwa Kim, Moon-Jong Jeong, Tae-Duk Kim, and Young-Man Kim

A/C R & D Group, Ref & Air Conditioner Division, Samsung Electronics Co.

Abstract

DSP를 이용한 Brushless DC (BLDC) 모터의 초고속 센서리스 제어 기법 및 그 결과가 제시된다. 초고속 BLDC 모터의 센서리스 제어를 위해서 주 제어기로 DSP TMS320C240이 사용되며 제어 기법으로는 Pulse Amplitude Modulation (PAM) 기법이 사용된다. PAM 제어 기법을 사용함으로써 인버터는 six-step 방식으로 구동되며 속도 제어는 인버터 DC 링크 앞 단 초퍼의 전압 제어에 의해 이루어진다. 회전자 위치는 역기전력 센싱 방식에 의해 추정되며 TMS320C240의 Event Manager Module에 입력되어 Commutation 위치 및 속도가 계산된다. 계산된 속도는 디지털 PI 제어 알고리즘에 의해 처리되며 제어기의 출력은 초퍼의 duty 비를 변화시킨다. 개발된 DSP 제어 보드 및 제어 알고리즘의 성능을 시험하기 위해 실험이 수행되었으며 전체 제어 알고리즘은 DSP TMS320C240의 어셈블리 프로그램에 의해 구현된다. 결과로 최고 속도 50000 [rpm]에서 이상적인 응답 특성을 얻을 수 있었다.

I. 서론

최근에 BLDC 모터가 여러 산업 응용 분야에서 DC 모터를 급속히 대체하고 있으며 가전 분야에도 활발히 적용되고 있는 추세이다. BLDC 모터는 DC 모터의 브러쉬와 Commutator에 의한 단점 없이 사용될 수 있으며 같은 출력 용량의 DC 모터에 비해 효율, 높은 전력 밀도 및 큰 토오크 대 관성비를 가지며 이로 인해 최근 산업 현장에 많이 적용되고 있다 [2], [3]. 가전 분야 역시 BLDC 모터가 꾸준히 채용되고 있는 실정이며 특히 에어컨과 같은 분야의 경우 에너지 절감 및 쾌적한 환경을 만족시키기 위해 BLDC 모터 채용 압축기가 활발히 적용되고 있다 [5]. 일반적으로 BLDC 모터의 제어를 수행하기 위해서는 레졸버, 엔코더 혹은 Hall 센서와 같은 회전자 위치 센서가 필요하며 잘 알려진 바와 같이 회전자 위치 센서는 비용을 증가 시키며 압축기 등과 같은 고온 및 고압의 환경에서 신뢰성을 저하시킨다. 또한 모터의 구성을 복잡하게 하는 점 외에 부가적인 센서 신호선의 필요 등 여러 가지 단점을 가지고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 최근에 BLDC 모터의 센서리스 제어 기법이 많이 연구되어 왔으며 여러 응용 분야에 활발히 적용되는 추세이다 [5]-[7].

본 논문에서는 에어컨 용 압축기 구동을 위한 BLDC 모터의 초고속 센서리스 제어 기법을 제시한다. BLDC 모터를 고속으로 회전하여 전체 구동부의 크기를 소형, 경량화 시킬 수 있으며 압축기 관점에서의 상당한 효율 증가도 얻을 수 있다. BLDC 모터를 고속의 센서리스 기법

으로 제어하기 위해서는 고속의 Processor 및 제어 장치가 필요하게 된다. 이를 위해 본 연구에서는 고속의 연산이 가능한 Texas Instruments (TI) 사의 DSP TMS320C240을 사용하여 DSP 제어 보드를 개발하였으며 BLDC 모터의 센서리스 제어를 수행하였다. 또한 인버터의 제어 기법으로는 PAM 제어 기법을 사용하여 속도 제어를 수행하였다 [7]. PAM 제어 기법을 사용함으로써 인버터는 six-step 방식으로 구동되며 속도 제어는 인버터 DC 링크 앞 단 초퍼의 duty 비를 가변함으로써 이루어진다. 센서리스 속도 제어를 위해서 BLDC 모터의 역기전력을 이용하여 회전자의 위치가 추정된다. 이때 BLDC 모터의 개방된 상의 역기전력이 전압 분배기에 의해 분배 후 적분기 및 비교기를 거쳐 인버터 Commutation 신호를 발생하는 기법을 사용하였다 [5]. 개발된 DSP 제어 보드 및 제어 알고리즘의 성능을 시험하기 위해 2극 모터의 무부하 실험, fan 부하를 사용한 실험, 및 4극 모터가 내장된 압축기 실험을 수행하였다.

II. BLDC 모터의 모델링

BLDC 모터의 상변수를 사용한 3상 고정자 권선의 전압 방정식은 다음 식과 같이 표현된다 [4].

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 R_s 는 고정자의 상저항을 나타내며, L_s 및 M 은 각각 자기 인덕턴스 및 상호 인덕턴스를 나타낸다. 역기전력 e_a , e_b 및 e_c 는 회전자의 위치에 대해 사다리꼴 (Trapezoidal) 형태의 파형을 가진다. 3상 Y-결선 모터에서의 다음의 관계를 이용하여

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2)$$

식 (1)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 $L = L_s - M$ 을 나타낸다. 또한 BLDC 모터에서 발생하는 토오크는 다음식과 같이 표현된다.

$$T_r = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \omega_r \quad (4)$$

여기서 ω_r 은 모터 회전자의 속도를 나타낸다.

III. BLDC 모터의 센서리스 제어

일반적으로 BLDC 모터는 120°씩 구동 되는 2 여자 방식이 사용되며 인버터 스위칭 소자의 Commutation은 60° 구간마다 일어나게 된다. 여자되지 않은 개방된 상

의 역기전력은 영이 되는 위치를 지나 반대 방향의 극성을 가지게 되는데, 역기전력이 영이 되는 위치를 검출하여 인버터의 Commutation에 사용하게 된다. 본 논문에서 회전자 위치는 적분기와 비교기에 의한 추정 방식을 사용하며 [5] 그 전체 회로는 그림 1과 같다. 그림 1에서와 같이 위치 신호는 단자 전압을 분배기, 적분기 및 비교기로 처리하여 발생하게 된다. 또한 비교기를 통해 생성된 위치 신호는 Isolation 후 DSP의 Event manager 모듈의 Capture 입력 단에 입력되어 적절한 Commutation을 수행하게 된다. 그림 2는 각각의 단자 전압 및 검출된 위치 신호의 타이밍 도를 나타낸다. 그림 2에서 v_a, v_b 및 v_c 는 센싱된 단자전압을, v_{a_i}, v_{b_i} 및 v_{c_i} 는 적분기를 통과한 전압 파형을, v_n 센싱된 단자전압으로부터 구해진 중성점 전압을, s_a, s_b , 및 s_c 는 구해진 회전자의 Commutation 신호이다. 이러한 방식으로 적절한 인버터의 Commutation이 수행되며 제어 알고리즘은 소프트웨어에 의해 구현된다. 속도 제어를 위해 필요한 속도 신호는 위치 신호의 미분으로 다음과 같이 구해진다.

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r \quad (5)$$

그림 3은 PAM 제어 기법 적용을 위한 회로를 나타낸다. 그림에서와 같이 전체 회로는 인버터와 인버터 DC 링크 앞 단의 buck converter 형 쇼퍼로 구성된다 [7]. PAM 제어 기법을 사용함으로써 종래의 PWM 기법과는 달리 인버터는 six-step 방식으로 구동되며 속도 제어는 쇼퍼의 duty 비를 가변함으로써 이루어진다. 즉 쇼퍼 입력단의 DC 전압이 V_{DC} 일 때 쇼퍼의 duty 비를 제어함으로써 인버터의 DC 전압 입력 단에 가해지는 쇼퍼의 출력 전압은 다음과 같이 구해진다.

$$V_o = d \cdot V_{DC} \quad (6)$$

여기서 d 는 duty 비를 나타내며 속도 제어기에 의해 제어한다. 이 기법을 이용하여 쇼퍼에서는 인가되는 전압을, 인버터에서는 주파수를 제어하게 된다. 이러한 제어 기법을 사용함으로써 종래의 PWM 기법 사용 시에 존재하는 Commutation 순간의 free-wheeling 전류를 줄일 수 있다. 종래의 PWM 기법에서는 보통 스위칭 손실을 줄이기 위해 여차 되는 2상 중 1상에만 PWM을 수행하게 된다. 이 때 PWM을 수행하는 스위치가 off 되고 역기전력이 zero-crossing point를 지나는 순간에 free-wheeling 전류가 흐르게 된다 [6]. 하지만 PAM 기법을 사용하는 경우 여차 되는 2 스위치 모두 항상 on의 상태로 유지되어 이러한 free-wheeling 전류는 흐르지 않게 된다. 또한 PAM 기법을 사용하여 DC 링크 단의 전압 제어와 Commutation을 독립적으로 수행할 수 있어 훨씬 더 좋은 전류 응답을 얻을 수 있다. 이는 그림 5에서 잘 나타난다. 그림 5는 종래의 PWM 기법이 사용될 때의 PWM 주기와 Commutation 위치를 나타낸다. 그림 5(a)의 경우에서와 같이 Commutation 위치와 PWM 주기가 일치되는 경우 이상적으로 Commutation을 하며 다른 상에 PWM을 행하는 것이 가능하다. 하지만 Commutation 위치는 회전자 위치에 의존하므로 PWM 주기와 보통 일치하지 않는다. 이러한 경우 그림 5(b)와 같이 Commutation 위치를 PWM 주기와 동기 시켜 새로운 sequence를 시작하는 경우 Commutation 지연이 생기게 된다. 이러한 지연은 최대 PWM 주기로 발생하게 되며 본 논문의 경우

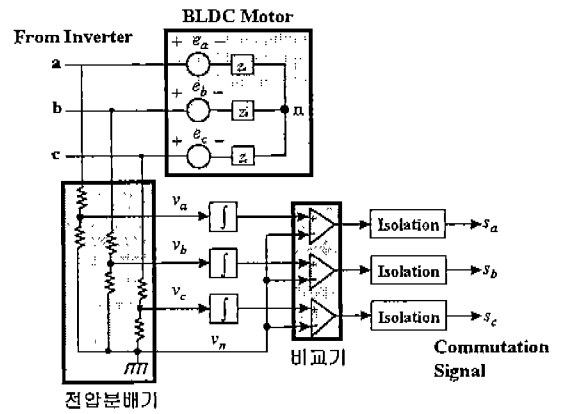


그림 1 단자 전압 센싱 및 위치 신호 검출

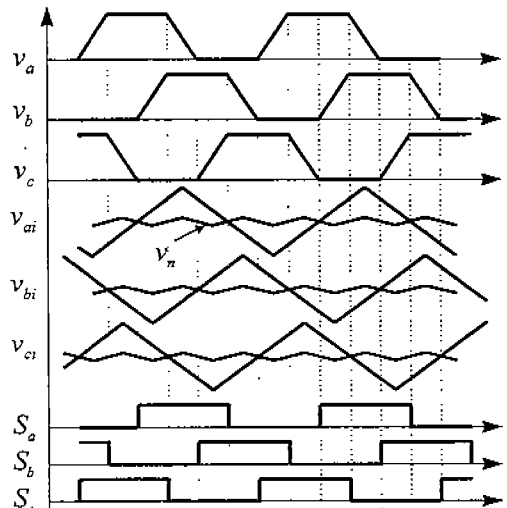


그림 2 각상의 단자 전압 및 검출된 위치 신호의 타이밍도

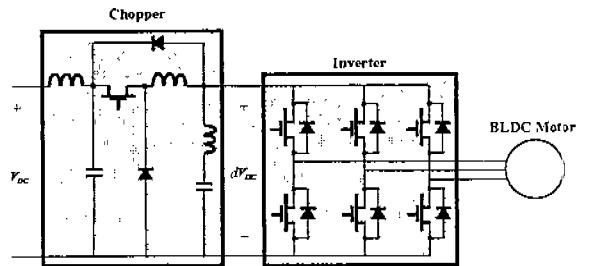


그림 3 PAM 제어 적용을 위한 회로

62.5 [μsec]가 된다. 보통의 경우 이는 무시할 수 있는 시간 지연이 되지만 고속 회전의 경우 Commutation이 일어나는 60° 간격이 상당히 짧아 이를 무시할 수 없게 된다. 예를 들어 2극 모터가 50000 [rpm] 회전 시 60° 간격은 200 [μsec]가 되어 최대 62.5 [μsec]의 Commutation 지연은 전류 응답에 심각한 영향을 줄 수 있다. 그림 5(c)의 경우와 같이 PWM 주기를 Commutation 위치에 동기시키는 경우 Commutation 지연은 발생하지 않지만 스위칭 주파수가 2배로 증가하는 부분이 존재할 수 있게 된다. 이러한 문제는 PAM 기법을 사용하여 전압 및 주파수를 독립적으로 수행함으로써 해결될 수 있다.

센서리스 제어 모드에서는 그림 2의 Commutation 신호를 사용하여 제어되며 속도 제어는 디지털 PI 제어에 의해 구현된다. 속도 제어기의 출력은 duty 비의 형태로 쇼

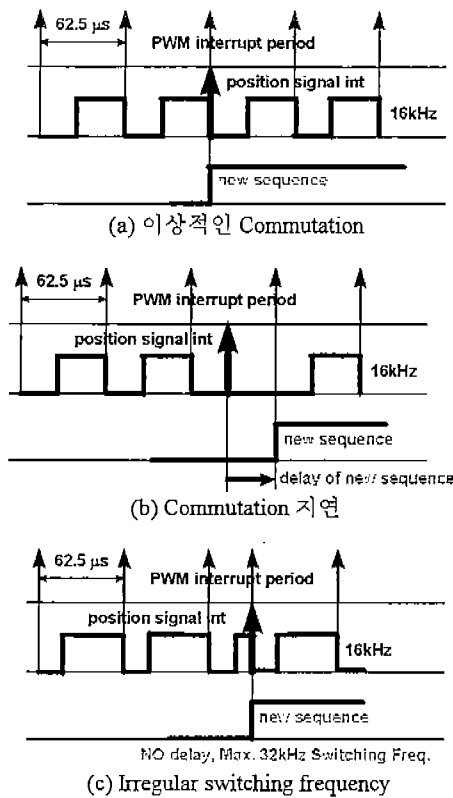


그림 4 PWM 기법에서 PWM 주기와 Commutation

파에 가해진다. 디지털 PI 속도 제어기는 다음의 속도 제어기

$$d = K_p(\omega_r^* - \omega_r) + K_I \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (7)$$

를 이산화하여 다음과 같이 구해진다 [8].

$$d = u_{k-1} + K_p(e_k - e_{k-1}) + K_I e_{k-1} T \quad (8)$$

여기서, $e_k = \omega_r^* - \omega_r$, T 는 샘플링 주기, 그리고 K_p 및 K_I 는 각각 비례 및 적분 이득을 나타낸다.

IV. 전체 제어 시스템 구성

전체 제어 시스템의 하드웨어 구성은 그림 5와 같고 크게 PC, XDS510PP 및 TMS320C240를 포함하는 주 제어 보드 부, 회전자의 위치 감지부, 정류기, 초퍼 및 인버터를 포함하는 전원부의 3 부분으로 구성된다. 시스템의 주 제어 보드 부는 주 제어기인 PC 및 XDS510PP가 프로그램 다운 및 Debugging을 위해 사용된다 [9]. 회전자의 위치 감지부에서는 각 상의 역기전력을 센싱하여 회전자의 위치를 감지하는 부분으로 아날로그 회로 소자에 의해 구현되었다. 전원부는 정류기와 BLDC 모터 속도 제어에 필요한 초퍼 및 인버터로 구성된다. 또한, 과전류 보호를 위해 DC 링크 전류를 센싱 하였으며 센싱된 전류는 10-bit A/D 컨버터로 $25/2^{10}$ 의 해상도를 가지고 DSP 내로 입력된다. 실험에 사용된 DSP TMS320C240은 digital motor control 전용의 DSP로 20 MIPS의 수행 속도를 갖고 대부분의 명령이 50 [nsec]에 처리되어 복잡한 제어 알고리즘의 실시간 처리가 가능한 소자이다. DSP를 사용한 제어 보드의 구성은 제어 알고리즘을 다운로드 받아 실행시키기 위한 SRAM, 신호 및 인터럽트의 처리 등을 모니터링 하기 위한 D/A 컨버터 및 DSP와 PC의

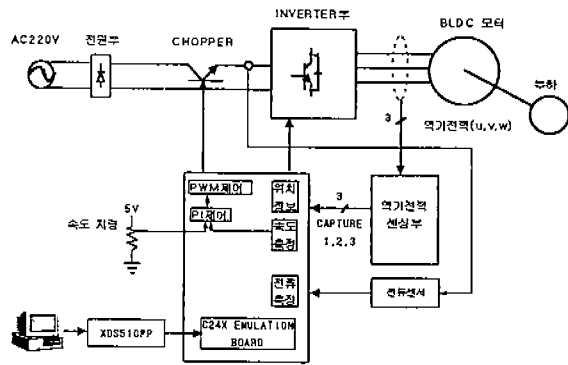


그림 5 전체 시스템 하드웨어 구성

data를 주고 받기 위한 Serial 통신 인터페이스 등으로 구성되며 SRAM의 Read/Write 신호, D/A 컨버터 Write 신호, Buffer Enable 등 각종 디코딩 신호 발생 및 Wait 상태 발생을 위해 2개의 GAL 소자를 사용하였다.

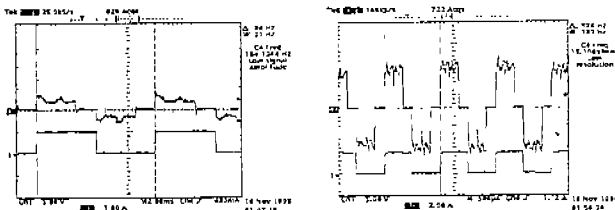
전체 소프트웨어 제어 알고리즘은 크게 강제 정열, Open Loop 가속 알고리즘, 센서리스 모드 전환 조건 탐지, 및 센서리스 속도 제어 알고리즘으로 구성된다. 제어 알고리즘은 TMS3320C240의 어셈블리 프로그램에 의해 구현하였다 [10]. 실험에서 속도 제어 주기는 10 [msec]를 사용했으며 PWM 주기는 62.5 [μsec] (16kHz 스위칭 주파수)를 사용하였다. 소프트웨어 제어 알고리즘은 이러한 기본적인 센서리스 운전에 필요한 알고리즘 외에 전류 보호부, PTC 구동 등의 디지털 입력출력 포트 제어부, 모니터링 용 D/A 컨버터 출력부 및 DSP와 PC사이의 Serial 통신부 등의 여러 가지 부가적인 알고리즘으로 구성된다.

V. 실험 결과

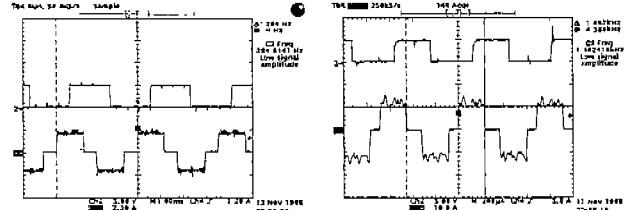
이 전까지 기술한 하드웨어 및 소프트웨어를 사용하여 BLDC 모터의 초고속 센서리스 제어 가능성을 입증하기 위해 실험을 수행하였다. 실험에 사용한 BLDC 모터는 2극의 Trapezoidal 역기전력 형태이며, 압축기의 경우 4극의 BLDC 모터에 대해 실험을 수행하였다.

2극 BLDC 모터를 무부하 시에 구동한 경우의 실험 결과가 그림 6에 나타난다. 그림 6(a)는 센서리스 모드로 전환된 직후의 결과로 위의 파형은 상전류를 나타내고 아래의 파형은 센싱된 역기전력으로 부터 구한 회전자 위치 신호를 나타낸다. 모터의 동작 속도는 약 5000 [rpm]이다. 그림 6(b)는 무부하 시 50000 [rpm]까지 구동한 경우의 실험 결과이다. 그림에서 각각 위의 파형은 상전류를 나타내고 아래의 파형은 센싱된 역기전력으로 부터 구한 회전자 위치 신호를 나타낸다.

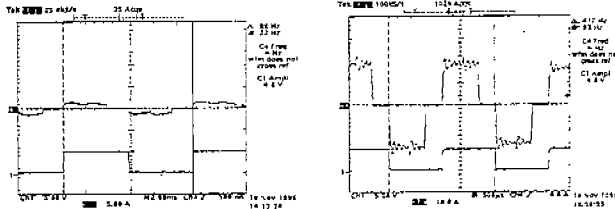
초고속 BLDC 모터의 부하 인가 실험을 수행하기 위해 fan 부하를 사용하였다. 회전자의 속도가 보통 수만 rpm에 이르는 고속 회전의 경우 M-G set과 같은 커플링은 커플링에 가해지는 과도한 기계적인 강도로 인하여 사용하기가 어려우며 따라서 본 실험에서는 2~3 만 [rpm] 급의 고속 회전에 사용하도록 설계된 fan 부하를 사용하였다. 그림 7(a)는 fan 부하에서 회전자를 약 5000 [rpm]에서 센서리스 모드로 전환된 직후의 결과이며 그림 7(b)는 fan 부하에서 회전 속도가 25000 [rpm]일 때의 실험 결과이다. 이상적인 상전류 파형을 볼 수 있지만 전



(a) 5000 [rpm] 회전시 (b) 50000 [rpm] 구동시
그림 6 무부하 실험 특성



(a) 8500 [rpm] 회전시 (b) 44000 [rpm] 회전시
그림 8 4극 압축기 부하 실험 결과



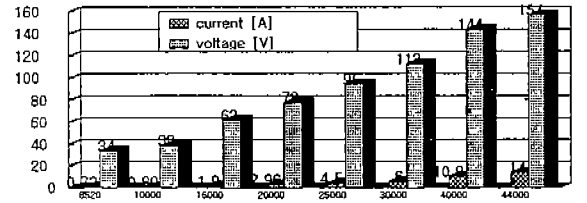
(a) 센서리스 전환 후 (b) 25000 [rpm] 회전시
그림 7 Fan 부하 실험 특성

류의 피크치는 약 20 [A]에 이른다. 상전류 20 [A]는 실험에 사용한 BLDC 모터가 흘릴 수 있는 한계치에 해당하는 전류이다.

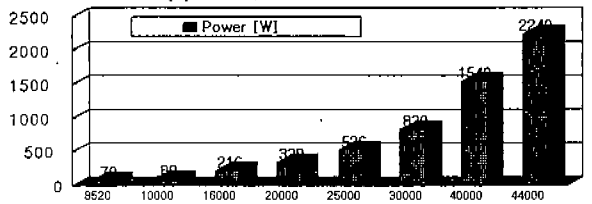
고속 BLDC 모터를 압축기에 인가한 경우의 실험 결과가 그림 8에 나타난다. 적용된 압축기는 4극의 BLDC 모터로 구성되어 있다. 4극 모터의 경우 기계적인 1회전당 2사이클의 전기적인 주기를 필요로 하며 따라서 전기적인 파형의 정밀도가 그만큼 저하되어 약간의 제어 성능 저하를 볼 수 있다. 그림 8(a)는 약 8500 [rpm]에서 센서리스 제어 모드로 전환된 직후의 결과이다. 압축기에 결합된 4극 모터의 경우 역기전력 발생 특성 및 전환 조건이 달라지므로 약 8500 [rpm]에서 전환을 수행하였다. 그림 8(b)는 압축기를 44000 [rpm]으로 구동했을 때의 실험 결과이다. 전류의 피크치는 약 13[A]로 아직 한계치 전류에 도달하지 않아 속도를 더 증가시키는 것이 가능하지만 전류 파형에서 60° Commutation 구간이 비대칭임을 알 수 있다. 이 차이는 30 [μsec] 정도로 이는 추정된 회전자 위치 신호의 정밀도가 고속 영역에서 떨어지는 결과로 인해 발생하는 현상이다. 실제로 44000 [rpm]으로 회전시 60° Commutation 구간은 4극의 경우 113 [μsec]인 반면 2극의 경우는 227 [μsec]가 되어 2극 모터를 사용 시 이러한 정밀도 저하는 상당히 향상될 것이다. 그림 9는 압축기 부하 시 각 속도 영역에서의 전류, 입력 파워, 및 DC 링크단 전압을 나타낸다. 속도 영역 44000 [rpm]에서의 입력 파워는 2.24 [kW] 정도가 나타난다.

VI. 결론

본 논문에서는 DSP를 이용한 BLDC 모터의 초고속 센서리스 제어 기법 및 그 결과를 제시하였다. 초고속 BLDC 모터의 센서리스 제어를 위해 DSP TMS320C240를 이용한 제어 보드를 개발하였으며 제어 기법으로는 PAM 제어 기법을 사용하였다. PAM 제어 기법을 사용함으로써 인버터는 six-step 방식으로 구동되며 속도 제어는 인버터 DC 링크 앞 단 초퍼의 duty 비를 가변함으로써 이루어진다. 센서리스 제어를 위해서는 역기전력에 의한 간접 센싱 기법을 사용하였다. 전체의 센서리스



(a) 전류 및 DC 링크 전압



(b) 입력 파워
그림 9 4극 BLDC 모터 압축기 부하 특성

제어 알고리즘은 DSP TMS320C240의 어셈블리 프로그램에 의해 구현되며 무부하 실험 시 약 50000 [rpm]까지, fan 부하 시 약 25000 [rpm]에서 2 [kW]까지, 압축기 실험 시 44000[rpm], 2.24 [kW]까지 실험을 수행하였다.

참고문헌

- [1] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. New York: McGraw-Hill, 1986.
- [2] Y. Dote and S. Kinoshita, *Brushless Servomotors - Fundamentals and Applications*. Clarendon Press, 1990.
- [3] T. J. E. Miller, *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*. Clarendon Press, 1989.
- [4] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives, Part I: The brushless dc motor drive," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, vol. 25, no. 2, pp. 274-279, March/April 1989.
- [5] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, and K. Mohri, "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, vol. 21, no. 4, pp. 595-601, July/Aug. 1985.
- [6] S. Ogasawara and H. Akagi, "An approach to position sensorless drive for brushless dc motors," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 928-933, Sep./Oct. 1991.
- [7] I. Takahashi, T. Koganezawa, G. Su, and K. Ohyama, "A super high speed PM motor drive system by a quasi-current source inverter," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, vol. 30, no. 3, pp. 683-690, May/June 1994.
- [8] K. Ogata, *Discrete-time Control Systems*. Prentice-Hall, 1987.
- [9] *TMS320C24x DSP Controllers - Reference Set*. Texas Instruments, 1997.
- [10] *TMS320C1x/C2x/C2xx/C5x Assembly Language Tools User's Guide*. Texas Instruments, 1997.