

휴대용 제품에 적용 가능한 초고속 모터와 센서리스 인버터 시스템 설계 및 제어

(Design and Control Ultra-High-Speed Motor and Sensorless Inverter Applicable to Portable Products)

이동근* · 김래영†

(Dong-Geun Lee · Rae-Young Kim)

Abstract

Portable products that use high-speed motors, such as vacuum cleaners and hair dryers, use battery power as input power. The portable batteries, the most widely used DC battery of the 18650 model is used. Most of the portable products, it is necessary to develop technologies to reduce the size and weight of batteries, motors, and controllers. In this paper to solve this problem, the advantages of portable products are by reducing the size and weight of the product through the design and application of a high-speed motor that can operate at high speed and use an appropriate level of the battery. In addition, it is possible to secure overall product competitiveness by applying a converter that can operate a high-speed motor and sensorless inverter technology to reduce material costs.

Key Words : Battery, DC Boost, Sensorless, Ultra-High-Speed, 1-Shunt inverter

1. 서 론

청소기나 헤어드라이어와 같이 모터 구동이 필요한 휴대용 가전제품의 경우 입력전원 대부분 DC 전원 형태의 배터리로 구성되어 있다. 배터리 모델은 가장 널리 사용되고 있는 18650이 대부분 적용되어 있으며, 배터리 전압은 약 3~4V 수준으로서 모터 구동에 필

요한 전압을 구성하기 위해 직·병렬 조합으로 제품의 입력 전원을 구성하고 있다. 휴대용 제품의 경우 전체적인 무게와 사이즈가 매우 중요한 경쟁력 요소이기 때문에, 모터 구동에 필요한 입력 전압 공급을 위해 많은 수량의 배터리를 조합하여 전원으로 사용하기 어렵다. 또한 모터의 경우 무게와 사이즈를 저감하기 위해 가능한 회전속도를 높혀 고속 모터 구동이 가능한 설계가 필요하고 재료비와 시스템 부피를 고려한 모터 구동용 컨트롤러 적용이 필요하다.

본 논문에서는 휴대용 제품의 무게와 사이즈를 저감하기 위해 적정 수준의 배터리 수량을 사용할 수 있으며, 초고속 운전이 가능한 모터와 이를 구동하기 위한 컨트롤러를 포함한 시스템의 설계와 제어를 제안하고자 한다. 배터리의 경우 적정 수준의 조합으로 모터 구동에 필요한 입력 전압을 확보하기 위해 DC Boost 컨버터를 적용하였다. 또한 모터는 Size와 무게를 최

† Corresponding Author : Professor, Department of Electrical and Biomedical Engineering, Hanyang University, Korea
Tel : 02-2220-2897

E-mail : rykim@hanyang.ac.kr
https://orcid.org/0000-0002-3753-7720

* Ph.D. course, Department of Electrical and Biomedical Engineering, Hanyang University, Korea
https://orcid.org/0000-0002-8692-2115

Received : April 13, 2022

Revised : April 24, 2022

Accepted : April 27, 2022

소화하기 위해 가능한 회전수를 높게 하여 초고속 모터 형태로 최대 10만rpm 구동이 가능한 저전압 형태의 3상 초고속 모터를 설계하였다.[1, 2] 초고속 모터 구동을 위한 인버터 부분은 3상 인버터에 1 Shunt 회로를 기반으로 HW를 설계하였다.[3-5] 인버터 제어 SW 부분은 모터 기동[6-8]과 모터의 회전자 위치를 추정할 수 있는 센서리스 알고리즘 그리고 초고속 모터 운전을 위한 속도제어 기반의 제어 SW를 설계하여 제안하는 시스템을 검증하는데 활용 하였다.[9-13] 본 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성 되어 있다. 2장에서는 제안하는 시스템에 대한 내용을 설명하고, 3장에서는 배터리 모델, 초고속 모터, DC Boost, 센서리스 인버터의 설계 및 제어와 시스템 운영 방안 에 대한 내용을 소개한다. 4장에서는 본 연구의 실험 적 검증 내용을 설명하고, 마지막 5장에서는 결론을 제시한다.

2. 제안하는 시스템

Fig. 1과 Table 1은 제안한 시스템 구성도와 주요 소자의 파라미터 이며, DC 배터리를 입력 전원으로 초고속 3상 모터 구동이 가능한 시스템 이다. 제안하는 시스템 동작은 배터리 입력전원을 DC Boost를 통해 승압하여 DC Link에 전달한 후 3상 센서리스 인버터를 통해 초고속 모터를 구동하게 된다.

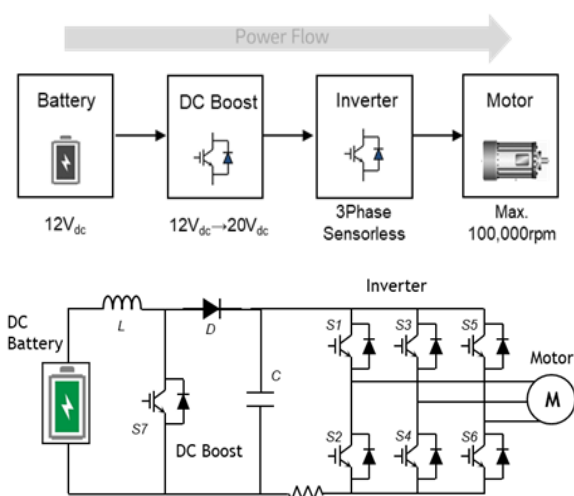


Fig. 1. Proposed system configuration

Table 1. Hardware device of proposed system

| Parameter | Value |
|---------------------|---------------|
| Power Switch(S1~S6) | BSC054N04NS |
| Power Switch (S7) | IRLS4030 |
| Diode (D) | MBRD20U60CT |
| Capacitor (C) | 50V/220uFx3ea |
| Inductor (L) | 4.7uH |

초고속 모터의 경우 고속 회전을 통하여 모터 사이 즈를 소형화 할 수 있지만, 소형화된 모터는 회전자 위치 정보를 알기 위한 센서를 장착 할 수 있는 공간이 부족하게 된다. 이러한 단점을 보완하고 전체 시스템 의 사이즈와 재료비를 저감할 수 있도록 모터제어에 필요한 센서 수가 가장 적은 1 Shunt 기반의 3상 센서 리스 인버터 제어를 적용 하였다.

3. 시스템 설계 및 제어

3.1 DC Battery

Table 2는 시스템에 적용된 DC 배터리 18650 모델 의 주요 파라미터 내용으로 배터리 3개를 직렬로 연결 하여 최대 12.6V DC 전압으로 시스템을 구성하였다. 모터 구동에 필요한 전압만큼 다수의 배터리를 직. 병 렬로 조합하여 구성할 수 있지만, 실제 제품 적용을 가 정한다면 많은 수의 배터리 조합은 시스템 무게 및 사 이즈 증가로 인한 문제가 발생할 수 있기에 앞서 소개 한 DC Boost와 함께 조합하여 최적의 시스템 구성을 수행 하였다.

Table 2. Battery parameter with value

| Image | Parameter | Value |
|-------|---------------|---------------|
| | Model | LGDAHD2C18650 |
| | Nominal Volt. | 3.65V |
| | Max. Volt. | 4.2V |
| | Capacity | 2100mAh |
| | Dimension | 18.5X65mm |

3.2 Ultra-High-Speed Motor

Fig. 2와 Table 3은 설계된 초고속 모터와 주요 파라미터 값을 나타내며, 본 논문에서 사용한 모터의 경우 2극 3슬롯의 Δ 결선인 PMSM 모터로 선정하였다. 일반적으로 3상 SVPWM 제어방식의 모터는 입력 전류의 전기적 한 주기 안에 높은 스위칭 주파수를 가질 수록 전류의 파형이 안정되어 전류의 고조파가 감소하기 때문에 손실이 저감되게 된다. 이러한 이유로, 초고속 회전과 제어기기의 스위칭 주파수를 고려하여 원활한 제어를 위해 2극으로 선정하였으며, 고정자의 경우 소형 모터인 점을 감안하여 유효슬롯 면적이 넓은 3슬롯 모델로 설계하였다.

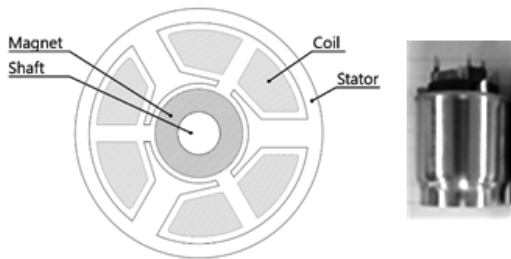


Fig. 2. Ultra-High-Speed motor

Table 3. Ultra-High-Speed parameter with value

| Parameter | Value |
|------------|------------------------|
| Max. Speed | 100,000rpm |
| Back-EMF | 0.16V@1,000rpm |
| Resistance | 0.65 Ω |
| Inductance | 0.2mH |
| Size | $\Phi 30 \times 50$ mm |
| Weight | 70g |

모터 코어는 높은 회전수에서 비교적 손실이 적은 두께 0.2mm 규소 강판으로 선정하였으며, 회전자 샤프트는 일반적으로 생산되는 $\Phi 3$ mm의 샤프트를 기준으로 설계하였다. 자석의 가공성과 안정된 자속 밀도를 가질 수 있도록 두께 1.5mm 이상으로 설계 하였다. 모터 형상은 덕티드 팬모터와 유사한 구조로 유로

를 확보 하면서 동시에 모터를 냉각시켜 효율적으로 소형화 시킬 수 있는 구조이며, 모터의 최대 회전 속도는 100,000rpm이고 FAN 부하로 구동하게 된다.

3.3 DC Boost

Fig. 3은 전체 회로 중 DC Boost에 대한 회로 내용을 나타낸 것이다. DC Boost는 일반적으로 널리 적용되고 있는 토폴로지이며, DC 배터리 전원을 모터 구동에 필요한 전압 수준으로 승압을 하는 역할을 수행한다. 입력 전압과 출력 전압은 센서를 통해 실시간으로 측정하여 제어 컨트롤러를 통해 스위치에 신호를 인가하여 제어를 하게 된다.

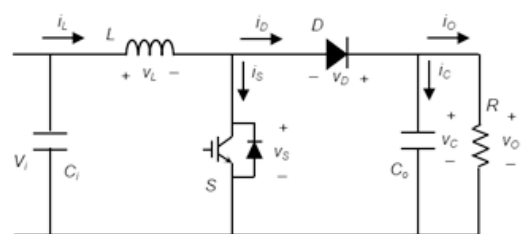


Fig. 3. Concept of dc boost

인덕터 전압 v_L 의 평균값 V_L 은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있으며, 이때 D 는 스위치 S 의 듀티비이다. 스위치 주기에 대해 S 의 ON 구간을 D , OFF 되는 구간은 $1 - D$ 이다.

$$V_L = V_i \times D + (V_i - V_o) \times (1 - D) \quad (1)$$

식(2)는 듀티비 D 와 입력 전압 V_i , 그리고 출력 평균 전압 V_o 와의 관계식을 나타낸다. 전압관계식에서와 같이 듀티비 D 를 0부터 1까지 변경시킴에 따라 입력 전압 이상으로 제어가 가능하다.

$$G_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (2)$$

DC Boost의 효율을 고려하지 않은 조건하에서 부하

저항을 R , 평균 출력전력을 P_o , 그리고 출력전류의 평균값을 I_o 이면 P_o 는 식(2)로부터 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_o = V_o \times I_o = \frac{V_o^2}{R} = \frac{V_i^2}{(1-D)^2 \times R} \quad (3)$$

3.4 Sensorless Inverter

Fig. 4는 PWM 한 주기 동안 DC Link 전류와 인버터에서 출력되는 3상 전류와의 관계를 나타낸다. 1 shunt 전류 감지는 PWM 한 주기마다 주어진 전압벡터에 관한 정보를 이용하여 2상의 상전류의 값을 DC Link 전류(I_{DC})로부터 알아낼 수 있다.

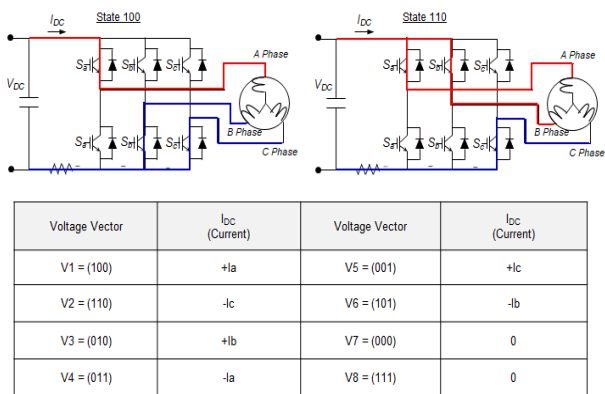


Fig. 4. Pulse width modulation relation of between dc link current and three phases current

V_1, V_2 전압벡터가 유효벡터로 인가될 때의 상 전류를 알아내는 방법을 보여주고 있는데, 유효벡터 V_1 이 3상 인버터 각 스위치에 인가될 때 I_{DC} 전류는 $+i_a$, V_2 벡터가 인가 될 때 I_{DC} 전류는 $-i_c$ 상 전류와 일치하게 된다. 이와 같이 A Phase, B Phase, C Phase 3상 전류값은 모터 rotor의 전기각 위치에 의해 판정된 섹터를 근거로 유효 벡터를 결정하게 되고, DC Link 전류를 상 전류 값으로 변환하게 된다. 이렇게 변환된 전류의 값은 컨트롤러에 인가되고 인가된 전류 값과 해당 상 전류의 정보 값을 알아내어 인버터 제어에 적용하게 된다.

Fig. 5에서와 같이 1 Shunt 센서리스 인버터의 경우 전압 및 전류 센서로부터 PWM 스위칭을 위한 정보를 취득하는 Update 구간 이후 약 반 주기 정도의 제어 연산을 거쳐 다음 sampling 주기에 실제 PWM 스위칭이 수행된다. 이때 제어 연산 이후 1~1.5T 샘플링 지연이 발생하게 되고 실제 PWM 스위칭과 센서리스 제어를 통해 얻어지는 모터 회전자의 추정 위치 오차가 발생하게 된다. 이러한 문제점을 개선하기 위해 전류 샘플링 지연 보상 제어를 수행하여 센서리스 연산에는 영향을 주지 않으면서도 고속 모터 제어 안정성을 확보하여 최대 100,000rpm 모터를 구동 할 수 있게 한다.

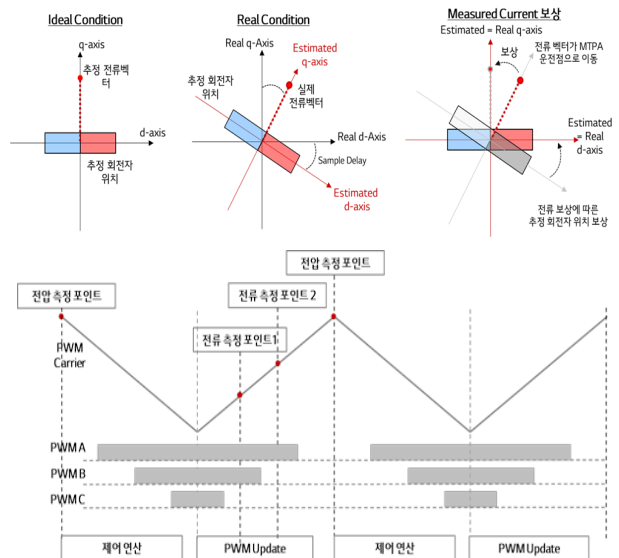


Fig. 5. 1 shunt current sampling delay problem

Ideal condition에서는 실제 회전자의 기준 좌표축과 추정된 회전 좌표축이 일치하지만 Real condition에서는 전류 샘플링 딜레이에 의해 실제 좌표축과 추정 좌표축의 오차가 발생하게 된다. 특히 고속 영역에서는 오차 발생에 따른 영향이 크기에 따라 이러한 문제를 개선하기 위해 센싱 받은 전류에 샘플링 딜레이 성분인 θ_c 를 보상하여 추정된 기준 좌표축을 이동시켜 실제 회전자의 기준 좌표축과 일치시키는 방법으로 개선하고자 하며 식(4)와(5)는 정지 좌표계에서 딜레이 성분 θ_c 를 보상한 $i'_{\alpha\beta}$ 수식이다.

$$\dot{i}_\alpha = I \cos(\omega t + \theta_c) \quad (4)$$

$$\dot{i}_\beta = I \sin(\omega t + \theta_c) \quad (5)$$

식(6)은 Flux Observer를 나타내는 식이며, 이때 $\widehat{\lambda}_{\alpha\beta}$ 는 $\alpha\beta$ 축의 자속 추정치를 나타낸다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \widehat{\lambda}_\alpha \\ \widehat{\lambda}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R_S \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} - g \begin{bmatrix} \widehat{\lambda}_\alpha \\ \widehat{\lambda}_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

식(6)에서 유도된 식(7)에 식(8)을 정의하여 변환하면 식(9)와 같이 나타낼 수 있다. 이때 θ_r 은 실제 모터 회전자 위치이며, L_{dq} 는 축의 인덕턴스, R_S 는 모터 상 저항, λ_{PM} 영구자석의 자속을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \theta_c) \\ \sin(\theta_r + \theta_c) \end{bmatrix} = \frac{1}{(L_d - L_q)i_d + \lambda_{PM}} \left(\begin{bmatrix} \widehat{\lambda}_\alpha \\ \widehat{\lambda}_\beta \end{bmatrix} - L_q \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} \right) \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widehat{\lambda}_\alpha \\ \widehat{\lambda}_\beta \end{bmatrix} - L_q \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \theta_c) \\ \sin(\theta_r + \theta_c) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{A^2 + B^2}} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ D \end{bmatrix} \quad (9)$$

식(10)에서부터 식(11)까지 전개하여 식을 풀이하면 Flux Observer를 통해 도출된 각도의 정보 (Cos, Sin)는 Rotor Position Error 연산을 통해 최종으로 식(12)로 나타낼 수 있으며 센서리스 알고리즘에 의해 모터의 현재 위치를 추정 할 수 있게 된다. 여기서 보상을 위해 추가한 θ_c 는 서로 소거되어 센서리스 알고리즘 동작에 영향을 주지 않게 된다. 이때 θ_e 는 모터 회전자 위치 추정 값을 나타낸다.

$$\sin(\theta_r + \theta_e) \cos(\theta_e + \theta_c) - \cos(\theta_r + \theta_e) \sin(\theta_e + \theta_c) \quad (10)$$

$$= \sin((\theta_r + \theta_e) - (\theta_e + \theta_c)) \quad (11)$$

$$\approx (\theta_r + \theta_e) - (\theta_e + \theta_c) \quad (12)$$

식(13)와(14)에서와 같이 정지 좌표를 θ_e 를 보상한

회전 좌표인 i_{dq} 로 변환하고 각각 전류제어기의 실측 값으로 입력하여 전류제어기 동작을 수행 하게 된다.

$$i_d = i'_\alpha \cos(\theta_e + \theta_c) + i'_\beta \sin(\theta_e + \theta_c) \quad (13)$$

$$i_q = -i'_\alpha \sin(\theta_e + \theta_c) + i'_\beta \cos(\theta_e + \theta_c) \quad (14)$$

벡터 공간상 기준 전압 벡터가 위치하게 될 경우 유효 벡터와 영벡터의 조합으로 기준 전압에 상응하는 전압이 생성될 수 있지만, 외부에 위치한 경우 벡터의 조합으로 기준 전압 벡터를 생성할 수 없다. 이러한 경우 인버터에서 생성할 수 있는 전압 중에서 전압 벡터에 가장 근사치의 전압을 생성시킬 수 밖에 없는 과변조 제어를 수행해야 한다. Fig. 6에서와 같이 기준 전압 벡터가 A 점으로 주어지는 경우 외부에 위치하므로 기준 전압 벡터의 위상을 그대로 유지하면서 인버터의 최대 출력에 해당하는 B 점으로 기준 전압 벡터를 식(15)와 같이 변경하게 된다.

- 1) $T_1 + T_2$ 합이 Sampling 시간 T_S 크기와 비교
- 2) $T_1 + T_2 > T_S$ 경우 과변조 판단
- 3) 기준 전압 벡터를 최대 출력 경계선으로 재구성

$$T'_1 = \frac{T_1}{T_1 + T_2} T_S \quad T'_2 = \frac{T_2}{T_1 + T_2} T_S \quad (15)$$

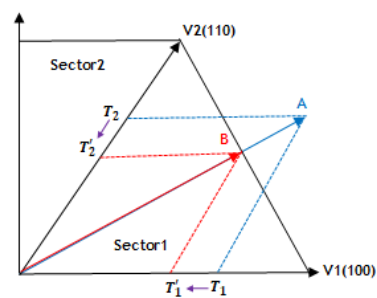


Fig. 6. Overmodulation method of voltage vector

Fig. 7은 앞서 식으로 표현한 정지좌표, 전류 위상 보상, 센서리스 알고리즘과 전류제어기를 포함한 제어 블록 다이어그램이다. 센서리스 제어는 센싱 받은 전류 정보를 정지 좌표계로 변환하여 센서리스 알고리

즘을 이용해 회전자의 위치를 추정하고 동기 좌표로 변환하여 전류 제어를 수행한다. 샘플 보상을 위한 블록도에는 정지 좌표계로 변환된 전류에 샘플링 딜레이에 대한 지연 보상을 추가하여 제어하게 된다.

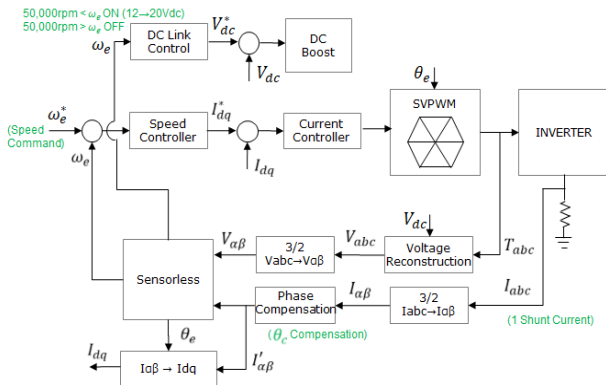


Fig. 7. Inverter controller block diagram

3.5 Control Scheme for Motor Drive

Fig. 8은 본 논문에서 제안하는 시스템의 제어 운영 방법을 나타낸 것이다. 배터리 전압 인가 시 Table 2에 나타낸 사용 가능 전압을 확인 하고 I/F 기동과 센서리스 로직을 통해 모터 기동과 센서리스 구동을 하게 된다. 이때 속도에 따른 모터의 Back-EMF를 고려하여 DC Boost 여부를 결정하여 운전하게 된다.

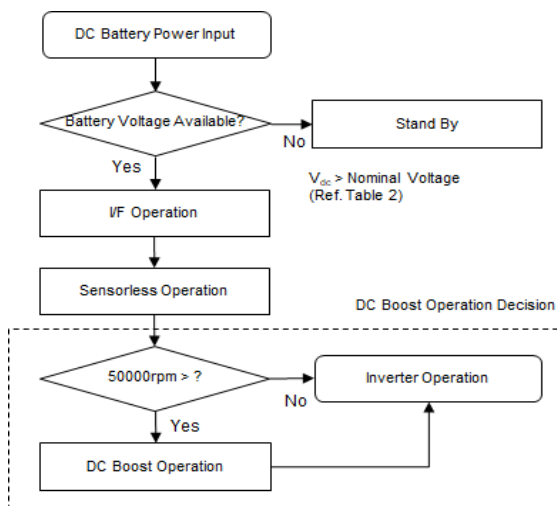
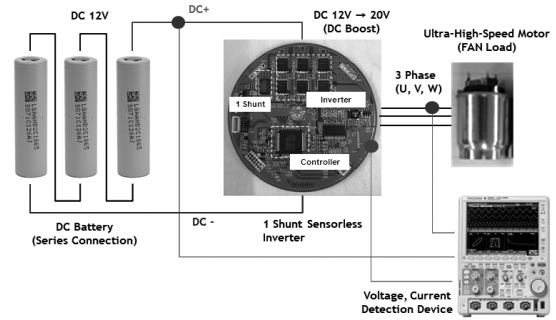


Fig. 8. DC battery motor driving method

4. Experimental Result

Fig. 9는 전체 실험 세트를 나타내고 있으며, DC Battery와 HW PCB 그리고 FAN Load로 되어 있는 초고속 모터로 구성되어 있다.



| Parameter | Value |
|--------------------------|----------------|
| DC Battery Voltage | 12V |
| Max. Motor Speed | 100,000rpm |
| Inverter Switching Freq. | 30kHz |
| DC Boost Switching Freq. | 300kHz |
| Max. Input Power | 70W@100,000rpm |

Fig. 9. Experimental setup and condition

실험 세트의 HW PCB는 2층으로 구성되어 있으며, 1층 전면부에는 DC Boost와 DC Link를 구성하였으며, 2층 하단부에는 1 Shunt 센서리스 기반 3상 인버터와 이를 제어하는 컨트롤러로 구성되어 있다.

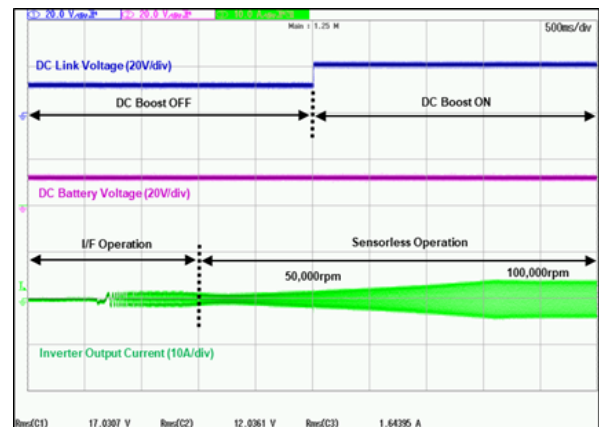
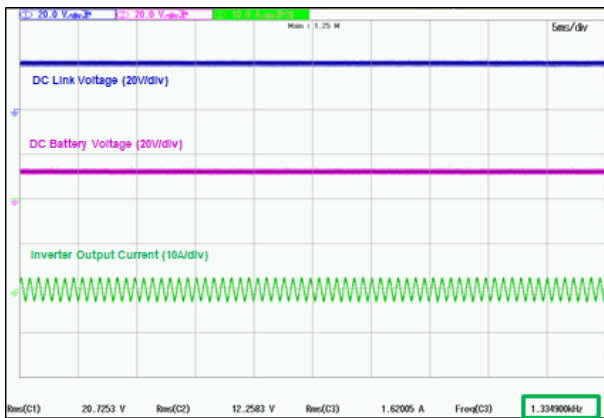
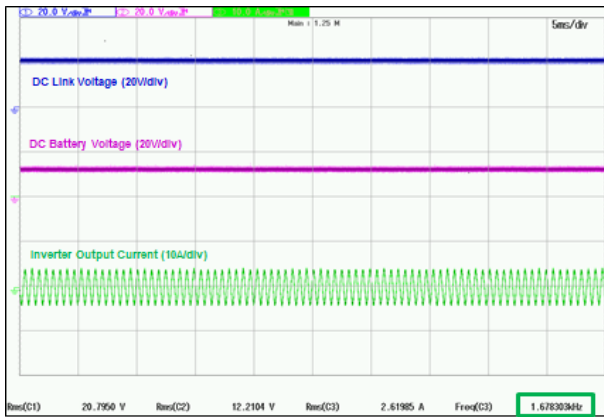


Fig. 10. I/F motor start and sensorless operation

Fig. 10은 I/F 기동 및 센서리스 절환 파형, 그리고 DC Boost 동작에 대한 실험 파형 이다. 실험 파형에 서와 같이 30,000rpm 부근까지 I/F 기동을 통해 모터를 스타트하고 그 이후 센서리스로 절환 하여 안정적으로 초고속 모터 구동을 하게 된다. 속도에 따른 모터의 Back-EMF를 고려하여 50,000rpm 부근에서 DC Boost 동작을 수행하여 DC Link 전압을 약 20Vdc 승압 동작 한다.



(a) 80,000rpm motor driving



(b) 100,000rpm motor driving

Fig. 11. The waveforms of motor drive operation

Fig. 11의 (a)는 80,000rpm으로 모터를 구동하는 파형이며, (b)는 최대 100,000rpm으로 구동되는 파형을 나타낸다. 실험 파형에서와 같이 DC Boost를 통해 약 12V 수준의 DC 배터리 전원을 20V 수준으로 승압하여 모터 구동에 필요한 전압을 공급하고, 1 Shunt 센서리스 인버터를 통해 최대 100,000rpm의 초고속 모

터 구동을 검증하였다.

5. Conclusion

본 논문에서는 휴대용 제품에 적용 가능하도록 DC 배터리 전원을 이용하여 최대 100,000rpm 초고속 모터를 구동하는 시스템을 제안하였다. 제안하는 시스템은 적정 수준의 배터리를 사용하기 위해 DC Boost 회로를 이용하여 모터 구동에 필요한 전압을 승압하여 공급하고 3상 인버터로 초고속 모터 구동을 검증하였다. 3상 인버터는 1 Shunt 센서리스 방식과 전류 샘플링 지연 보상 제어를 적용하여 안정적으로 초고속 모터를 제어하였다. 제안하는 시스템은 청소기와 헤어드라이어와 같이 모터 구동을 필요로 하는 휴대용 제품의 사이즈와 재료비 저감에 기여 할 수 있음을 실험적으로 검증하였다.

References

- [1] N. V. Queipo, et al., "Surrogate-based Analysis and Optimization," Prog. in Aerospace Sciences, Vol. 41, No. 1, pp. 1-8, 2005.
- [2] P. Xie, R. Ramanathan, G. Vakil, and C. Gerada, "Simplified Analytical Machine Sizing for Surface Mounted Permanent Magnet Machines," IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), pp. 751-757, 2019.
- [3] B. Saritha and P. A. Janakiraman, "Sinusoidal Three-phase Current Reconstruction and Control Using a DC-link Current Sensor and a Curve-fitting Observer," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 5, pp. 2657-2664, 2008.
- [4] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "An Ideal PWM-VSI Inverter Using Only One Current Sensor in the DC-link," Power Electronics and Variable-Speed Drives, pp. 458-464, 1994.
- [5] D. Jiang and F. Wang, "Current-ripple Prediction for Three-phase PWM Converters," Transactions of the IEEE, Vol. 50, No. 1, pp. 531-538, 2014.
- [6] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasaka, "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," IEEE Trans. on Ind., Vol. 41, No. 5, pp. 511-517, 1994.
- [7] M. P. Chaudhary, V. Patel, and J. G. Jamnani, "Sensorless Vector Control of PMSM Drives Using Heterodyne Technique," International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, pp. 93-99, 2008.

- [8] M. Fatu, et al., "1-F Starting Method with Smooth Transition to EMF Based Motion-Sensorless Vector Control of PM Synchronous Motor/Generator," IEEE-PESC, pp. 1481-1487, 2008.
- [9] T. Shigeya and N. Kazuo, "Motors and Inverters for Home Appliances," Toshiba Review, Vol. 55, No. 4, pp. 25-27, 2000.
- [10] S. B. Ozturk, B. Akin, H. A. Toliyat, and F. Ashrafzadeh, "Low-Cost Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Hall-Effect Sensors," APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, pp. 19-23, 2006.
- [11] R. Mizutani, T. Takeshita, and N. Matsui, "Current Model-based Sensorless Drives of Salient-pole PMSM at Low Speed and Standstill," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 34, No. 4, pp. 841-846, 1998.
- [12] Kim, H. B., M. C. Harke, and R. D. Lorenz, "Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Machine Drives with Zero-Phase Lag Position Estimation," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 39, No. 6, pp. 1726-1733, 2003.
- [13] F. Tahami, H. Nademi, and M. Rezaei, "A High-performance Vector-controlled PMSM Drive with Maximum Torque per Ampere Operation," IEEE 2nd International PEC, pp. 254-258, 2008.

Systems (CPES), Virginia Polytechnic Institute and State University. Since 2010, he has been with Hanyang University, where he is currently an Associate Professor with the Department of Electrical and Biomedical Engineering. Research interests include the design of high-power density converters and the distributed control of power converters for modular power converter systems in the applications of renewable energy, wireless power transfer, microgrids, and motor drives. Dr. Kim was a recipient of the 2007 First Prize Paper Award from IEEE IAS.

Biography



Dong-Geun Lee

He received B.S. and M.S. degree in electrical engineering from Myongji University, Korea, in 2008. He is currently pursuing the Ph.D. degree with the Energy Power Electronics Control System Laboratory Hanyang

University and working at the LG Electronics Lab. His research interests motor control with inverter and power quality of harmonic reduction and DC/DC converter.



Rae-Young Kim

He received the B.S. and M.S. degrees in electrical engineering from Hanyang University, Seoul, South Korea, in 1997 and 1999, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from Virginia Polytechnic

Institute and State University, Blacksburg, VA, USA, in 2009. From 1999 to 2004, he was a Senior Researcher with the Hyosung Heavy Industry Research and Development Center, Seoul, South Korea. In 2009, he was a Postdoctoral Researcher at the National Semiconductor Corporation, Santa Clara, CA, USA, involved in a smart home energy management systems. In 2016, he was a Visiting Scholar with the Center for Power Electronics