



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

2014년 2월
박사학위논문

분할형 성형코어의 자속밀도 향상에 따른 모터효율 특성평가

조선대학교 대학원

기계공학과

박 용 순

분할형 성형코어의 자속밀도 향상에 따른 모터효율 특성평가

Motor Efficiency Property Evaluation
by the Magnetic Flux Density Improvement
of Divide Type Powder Molding Core

2014년 2월 25일

조선대학교 대학원

기계공학과

박 용 순

분할형 성형코어의 자속밀도 향상에 따른 모터효율 특성평가

지도교수 차 용 훈

이 논문을 공학박사학위 논문으로 제출함.






2013년 10월

조선대학교 대학원

기계공학과

박 용 순

박용순의 박사학위논문을 인준함

위원장	조선대학교	교수	홍명석	
위원	목포대학교	교수	김일수	
위원	조선대학교	교수	최병기	
위원	조선대학교	교수	윤성운	
위원	조선대학교	교수	차용훈	

2013년 12월

조선대학교 대학원

목 차

List of figures	iv
List of tables	viii
List of photographs	ix
Abstract	x

제 1 장 서 론

1.1 연구배경 및 목적	1
1.2 연구방법	4

제 2 장 관련이론

2.1 BLDC 모터 및 구조	5
2.1.1 BLDC 모터	5
2.1.2 BLDC 모터 구조	5
2.1.3 BLDC 모터 특성	7
2.2 BLDC 모터의 모델링	9
2.2.1 BLDC 모터 구동	9
2.2.2 단자전압 파형 분석	11
2.2.3 PWM 인버터에서의 단자전압 파형 분석	13

2.3 영구자석의 종류 및 특징	19
2.3.1 영구자석의 종류	19
2.3.2 BLDC 회토티류 영구자석의 특징	21
2.4 회토티류 영구자석의 분말야금 제조과정	22
2.4.1 영구자석 재료의 종류 및 특성	22
2.4.2 분말야금(소결)법에 의한 제조과정	22

제 3 장 실험

3.1 BLDC 모터	26
3.1.1 BLDC 모터의 모델링	26
3.1.2 BLDC 모터의 설계 및 제작	30
3.1.2 BLDC 모터의 다이내모 성능실험	35
3.2 BLDC 모터 드라이버	37
3.2.1 BLDC 모터의 드라이버 구성	37
3.2.1 BLDC 모터의 제어부와 구동부	41

제 4 장 시뮬레이션

4.1 PSIM 프로그램을 이용한 제어기 시뮬레이션	51
4.2 유한 요소법을 이용한 BLDC 모터의 해석	55
4.2.1 전자장 지배방정식	55
4.2.2 Maxwell stress tensor을 이용한 토크 계산	57
4.2.3 Maxwell 방정식 및 경계조건	60
4.2.4 BLDC 모터의 해석 결과	65

제 5 장 결과 및 고찰

5.1 분할형 분말 성형 코어 분석	71
5.1.1 BLDC 분말성형법에 의한 코어의 성형밀도 측정	71
5.1.2 BLDC 분말성형법에 의한 코어의 경도시험	73
5.1.3 분말성형 코어의 잔류자속밀도 측정	76
5.2 분할형 분말 성형 코어의 성능평가	78
5.3 BLDC 모터의 성능평가	85
제 6 장 결론	96
REFERENCES	99
APPENDIX	113
초 록	117

LIST OF FIGURES

Fig. 2.1 Structure of DC motor	6
Fig. 2.2 Brushless direct current motor	10
Fig. 2.3 Back-EMF, current and torque waveform of 3-phase brushless DC motor	11
Fig. 2.4 Classification of PWM methods	12
Fig. 2.5 Equivalent circuit during commutation period	14
Fig. 2.6 Equivalent circuit during two phase conduction period	15
Fig. 2.7 Equivalent circuit when D3 is on	17
Fig. 2.8 Terminal voltage waveform in on-going phase unipolar PWM inverter ..	18
Fig. 3.1 Equivalent circuit of stator windings	26
Fig. 3.2 Equivalent circuit of brushless DC motor and inverter	29
Fig. 3.3 3D model for BLDC motor	31
Fig. 3.4 Motor housing case parts	31
Fig. 3.5 3D model for BLDC core	32
Fig. 3.6 3D model for rotor and stator	32
Fig. 3.7 Assembly view for stator and rotor	33
Fig. 3.8 Motor shaft parts	34
Fig. 3.9 Dynamometer system(2WB115+EK+2PB115) for experiment	37
Fig. 3.10 Control system for experiment	37
Fig. 3.11 Microprocessor circuit developed	39
Fig. 3.12 Phase voltage shape inverter	40
Fig. 3.13 Layout shape of FSB5CH60B	41
Fig. 3.14 The inside of FSB5CH60B	41
Fig. 3.15 Communication module circuit developed	42

Fig. 3.16 Rotator position sensor input module	43
Fig. 3.17 Current sensor input module	43
Fig. 3.18 Control board PCB (Top)	44
Fig. 3.19 Control board PCB (Bottom)	44
Fig. 3.20 Control board PCB (Top)	45
Fig. 3.21 Control board PCB (Bottom)	45
Fig. 3.22 DC link voltage detection module	46
Fig. 3.23 Control power supply module	47
Fig. 3.24 Signal insurant for photocoupler module	48
Fig. 3.25 SPM module connection and phase current detection circuit module ..	49
Fig. 3.26 Current censored circuit module	49
Fig. 3.27 Power board PCB (Top)	50
Fig. 3.28 Power board PCB (Bottom)	50
Fig. 3.29 Power board PCB	51
Fig. 3.30 BLDC controller	51
Fig. 4.1 Flow chart of the BLDC motor controller	52
Fig. 4.2 Simulated results for speed control	53
Fig. 4.3 Speed control algorism for simulation	54
Fig. 4.4 Speed control simulation circuit diagram	55
Fig. 4.5 Simulation results for speed control	55
Fig. 4.6 Boundary condition of electric field (ϵ)	64
Fig. 4.7 Boundary condition of magnetic field (μ)	65
Fig. 4.8 Master of boundaries of BLDC motor	66
Fig. 4.9 Slave of boundaries of BLDC motor	67
Fig. 4.10 Vector Potential of boundaries of BLDC motor	67
Fig. 4.11 Mesh of BLDC motor	68

Fig. 4.12 Magnetic distributions analysis of BLDC motor	69
Fig. 4.13 Magnetic flux density distributions	69
Fig. 4.14 Magnetic field power distributions	70
Fig. 4.15 Simulated results	71
Fig. 5.1 The developed core parts	72
Fig. 5.2 Measurement results diagram to the density test	74
Fig. 5.3 Measurement results diagram of the hardness test	76
Fig. 5.4 Measurement results diagram to the Br test	78
Fig. 5.5 Efficiency results diagram of core	80
Fig. 5.6 The tested results of Br 10,300 for core-1	80
Fig. 5.7 The tested results of Br 10,700 for core-2	81
Fig. 5.8 The tested results of Br 11,200 for core-3	81
Fig. 5.9 The tested results of Br 11,840 for core-4	82
Fig. 5.10 The tested results of Br 11,890 for core-5	82
Fig. 5.11 The tested results of Br 12,300 for core-6	83
Fig. 5.12 The tested results of Br 12,720 for core-7	83
Fig. 5.13 The tested results of Br 12,800 for core-8	84
Fig. 5.14 The tested results of Br 12,900 for core-9	84
Fig. 5.15 The tested results of Br 12,970 for core-10	85
Fig. 5.16 The tested results for core	85
Fig. 5.17 Measurement results for efficiency	87
Fig. 5.18 The measured results for torque	89
Fig. 5.19 The measured results for speed	89
Fig. 5.20 The measured results for voltage	90
Fig. 5.21 The measured results for watts	90
Fig. 5.22 The measured results for efficiency	91

Fig. 5.23 Comparison of measured efficiency and torque	91
Fig. 5.24 Comparison of measured efficiency and speed	92
Fig. 5.25 Comparison of measured efficiency and voltage	92
Fig. 5.26 Comparison of measured efficiency and watts	93
Fig. 5.27 The measured results for maximum torque	94
Fig. 5.28 The measured results for maximum watts	94
Fig. 5.29 The measured results for maximum efficiency	95

LIST OF TABLES

Table 2.1 Comparison of various small precision control motor	8
Table 2.2 Terminal voltage during inactive state in on-going phase unipolar PWM inverter	17
Table 3.1 Statistics details of stator and rotor	33
Table 3.2 BLDC motor specifications	33
Table 3.3 2WB115+EK+2PB115 dynamometer motor testing equipment	35
Table 3.4 DC Power supply system	36
Table 4.1 Material property of Nd-Fe-b magnetic	66
Table 5.1 Density measurement of powder molding core part	73
Table 5.2 Result of hardness test	75
Table 5.3 Residual magnetic flux density results	77
Table 5.4 Efficiency results of core	79
Table 5.5 Dynamometer excitation unit	86
Table 5.6 Efficiency measurement results of test motor	88
Table 5.7 Controller and Efficiency measurement	96

LIST OF PHOTOGRAPHS

Photo. 3.1 Assembly motor	34
Photo. 5.1 Assembled moulding parts for stator	73
Photo. 5.2 The specimens of vickers hardness	74
Photo. 5.3 HV hardness test zone of core part	75
Photo. 5.4 Dynamometer equipment for experiment	87

ABSTRACT

A Study on Evaluation of Motor Efficiency due to Improved Magnetic Flux Density of Divide Type Powder Molding Core

By Park, Yong-Sun

Advisor : Prof. Cha, Yong-Hun, Ph.D.

Department of Mechanical Engineering

Graduate School of Chosun University

The representative cases of eco-friendly vehicles include the hybrid and fuel cell vehicle in addition to the electric vehicle driven by an electric motor. The electric motor application technology, the key one among the above technologies, represents the eco-friendly vehicle technology, so the technological demand for it is increasing. In the world motor technology sector, ultra-small, high speed, high efficiency, high power and automobile diet-oriented products tend to rapidly grow, and especially as an interest in the environment is rising, eco-friendly products are forming a new market. Also the restriction is strengthened and technology is developed actively in order to lower the demand and power consumption for such R&D. For the development of 10kw~100kw graded BLDC motor, which is a driving motor of electric vehicles, not only electric vehicle motor producers but also home electronic appliance and

industrial motor producers start to be engaged in the research and business for product development and quality enhancement. It is because the BLDC motor has no brushes, so electric and mechanical noises are low, and it is easy to make the BLDC motor high speed, and reliability is high, and maintenance is not needed, thus like this the BLDC motor has more merits as an electric vehicle driving motor than the general DC and AC motor. Therefore despite the demerit that the BLDC is expensive, its life span and efficiency is so good that it is paid the researcher's attention as an electric vehicle driving motor.

Today, the rare earth permanent magnet has a very wide range of applications, so it became an important basic matter. The development of various electronic industries and the increase in the motor output are bringing about the changes from a DC motor with brushes into a brushless motor and in the case of a built-in magnet, from the ferrite magnet into the Nd-Fe-B(Neodium) sintered magnet. The rare earth permanent magnet is necessarily used for developing the high performance motor required for performance improvement and weight lightening. For the BLDC core, the permanent magnet is used, and in general, mostly the ferrite magnets are used but in this case the torque is small per volume. To improve this demerit, the rare earth magnet with high energy efficiency is used, which brings about not only a higher expense but also around 60 % of motor manufacturing cost. Since the rare earth metals are limited in their deposits worldwide, studies as following are activated; makes the interval between crystal grains of Nd-Fe-B sintered magnet smaller from $5 \mu\text{m}$ to $1.1 \mu\text{m}$ to enhance the coercivity so that the used quantity of dysprosium should be reduced.

In this study as a driving method of high efficiency BLDC motor for electric vehicles, a Hall sensor, encoder, and resolver, etc. were used to select the

sensorless control method, and it aimed to develop the Stator of the BLDC core components into the divide type. To enhance the performance efficiency of the high efficiency BLDC motor, the powder molding product was developed, and it aimed to verify the performance in relation regarding motor efficiency according to the residual magnetic flux density of molding core, through the motor dynamo system. The Nb-Fe-B magnet, one of rare earth metals, is excellent in the residual magnetic flux density and coercivity, etc. more than other rare earth metals, but its temperature characteristics are quite poor that the flux density is severely falling due to temperature changes, which makes it difficult to be used for green car motor development. To overcome such a demerit and enhance motor efficiency, obtaining the molding core with the highest value of residual magnetic flux density of powder molding core is main target in this study. The motor for powder molding core component with a different residual magnetic flux density was also produced and it was intended to verify, through a dynamo test, how this produced core product affects the BLDC motor performance efficiency. Through these series of test processes, it aimed to develop the supply type driving system that will be applied to a green car, and the results of the study are as follows:

1. For measurement of maximum output test result, the inverter input was measured as 310 input voltage (VDC), and motor output as 40.386 torque (Nm), 3,233 rated revolutions (rpm), and 9.24 rated output (kw).
2. The Vickers hardness test on the molding density and core surface was performed for produced BLDC divide type powder molding core. As the result, molding density was measured in range of $7.1\sim 7.5g/cm^2$, while

- average Vickers hardness was in range of 557~584(Hv). It confirmed that the measurement value of hardness increased as the density of molding core increased.
3. The test on residual magnetic flux density was performed in range of 10,000~12,970 Br when maximum workable temperature is 80~120°C and hard condition temperature is 200°C. As result, the residual magnetic flux density was measured higher as density and hardness of powder molding core increased.
 4. As result of performance evaluation with Dynamometer test on divide type powder molding, the maximum efficiency was 93% when the maximum molding density was $7.48g/cm^2$ and the maximum residual magnetic flux density was 12,970 Br. As the molding density and residual magnetic flux density of a core increased, the higher performance efficiency of the motor was measured.
 5. Based on the result of performance evaluation on divide type powder molding core, BLDC motor was produced and had performance evaluation done. As the result, the maximum efficiency was 93.0% when the maximum torque is 40.386N.m, speed is 3,233rpm, voltage is 220.03V, and watt is 9.24k. Its excellence in performance as controller and motor was confirmed as it satisfied the efficiency of regular electric car's motor, which is 92~94%.

Given the above, the BLDC motor running is possible not only in a certain torque area but also a certain output area and at a wide range of running speed; thus, the forthcoming studies are expected to continue. In terms of the response, switching frequency, high frequency content of the output current, and linearity of control, etc., the BLDC motor is applied to various drive systems as an excellent control algorithm. Thus regarding the high performance and high efficiency electric vehicle BLDC motor and drive system, these technologies can be applied widely to the companies related to vehicle component companies, and these technologies are expected to contribute to developing the forthcoming eco-friendly vehicles.

제 1장 서론

1.1 연구배경 및 목적

친환경적 자동차의 대표적인 사례가 전기모터에 의해 구동되어지는 전기자동차 외 하이브리드, 연료전지 자동차 등이 있으며 이 중 가장 핵심 기술인 전기 모터 응용기술이 친환경 자동차의 기술로 대표되고 있어 이에 대한 기술적 수요가 증대되고 있다. 세계 모터 기술분야는 초소형, 고속화, 고효율화, 고출력화 및 경량화를 위한 제품이 급성장하는 추세이고, 특히, 환경에 대한 관심이 고조되면서 친환경 제품이 새로운 시장을 형성하고 있다. 이러한 연구개발에 대한 수요 및 소비전력을 저감하기 위한 규제강화 및 기술 개발이 활발하게 전개되고 있는 추세이다.

최근 자동차의 화두인 그린 카는 자원의 한계와 지구 온난화 등 지구가 겪고 있는 문제의 연장선에서 연비가 높고 배출가스, CO₂ 배출량이 적은 차로 하이브리드 자동차, 연료전지자동차, 전기 자동차, 클린 디젤 자동차, 대체 연료전지자동차⁽¹⁻⁴⁾ 등으로 분류할 수 있다. 단기적으로는 내연기관의 개선이 효율적이지만 중장기적으로는 하이브리드자동차와 클린디젤자동차, 장기적으로는 전기자동차, 연료전지자동차가 주류의 시장을 선도할 것으로 예상되고 있다. 전기자동차는 기후친화적인 모빌리티로의 전환에 있어서 핵심적인 요소에 해당된다고 할 수 있으며, 향후 한국이 산업, 경제, 지식 및 기술 분야의 선두적인 위치를 확고히 하고 동시에 확대할 수 있는 기회이자 도전이라고 할 수 있다^(5~10). 전기자동차프로젝트가 성공적으로 이루어지면 2020년까지 3만개의 추가 일자리 창출이 예상된다. 전기 자동차의 경우 전기 에너지의 생산과정에서 발생하는 환경오염 효과는 자동차의 연소에 비해 극히 적은 수준이다. 또한 전기 에너지는 태양에너지, 원자력 및 수력 등의 다양한 청전 발전 방식이 존재할 뿐 아니라, 전기 자동차의 주행에 의한 환경오염이 거의 존재하지 않기 때문에 환경 및 에너지 측면에서 매우 좋은 기술적 배경을 가지고 있다

세계 각국에서는 배기가스 규제 기준강화와 화석연료의 고갈, 지구 온난화 등의 에너지와 환경문제로 친환경 자동차에 대한 필요성이 환경 규제가 강화되는 가운데 크게 일어나고 있다. 이에 전기자동차^(11~25)에 대한 관심이 꾸준히 높아지고 있다. 일본과 미국에 이어 우리나라에서도 2013년 내 양산형 전기자동차 시대가 본격 개막될 예정이고, 전기자동차는 향후 10년 내에 전체 자동차 시장에서 10%를 차지할 것으로 기대되는 분야 이다. 특히 지금과 같이 국제 지구온난화 방지 대책으로 이산화탄소 규제와 배기가스 규제, 석유자원의 고갈에 따른 대체 에너지 개발과 더불어 환경 친화적 자동차의 개발 필요성이 대두 되는 가운데, 경제 위기로 물가가 계속 오르는 시점에서 생활이 점점 더 어려워지고, 휘발유와 경유가격이 급상승하고 있는 상황에 유지비가 적은 연비 좋은 자동차를 찾는 실속형 운전자들이 많아지는 추세이다. 향후 10년 후 전기자동차가 양산화 되면 그 시장을 먼저 진출한 업체가 그 시장에서 이점을 가지며 그 시장을 선점 할 것으로 전망한다. 현재 전기자동차의 구동 모터인 10kw~100kw급 BLDC 모터^(47~63) 개발에 전기자동차 모터 생산업체 뿐만 아니라 가전 및 산업모터를 생산하는 업체들까지 제품개발 및 품질향상에 관한 연구와 사업에 뛰어 들고 있다. 그 이유로 BLDC 모터는 브러시가 없으므로 전기적, 기계적 노이즈가 작고 고속화가 용이하며 신뢰성이 높고 유지보수가 필요 없는 등 일반 DC, AC모터 보다 전기자동차 구동모터로서 장점이 많기 때문이다. 그러기 때문에 고가라는 단점에도 불구하고 수명과 효율이 좋기에 전기자동차의 구동모터로 많이 연구되고 있다. 현재 국내외 자동차업체들이 전기자동차 대중화에 박차를 가하고 있다. 전기자동차용 BLDC모터 수명 및 효율을 향상시키기 위한 연구가 활발히 진행되는 이유이기도 하다. BLDC 모터는 영구자석이 사용된다. 오늘날 희토류 영구자석^(26~70)은 그 응용범위가 매우 넓어 중요한 기초 물질이 되었다. 각종 전자산업의 발전과 모터 출력의 증대와 함께 브러시가 달린 DC모터에서 브러시리스 모터로, 내장자석 역시 페라이트 자석에서 네오뉘(Nd-Fe-B)계 소결자석으로 바뀌고 있다. 희토류 영구자석은 성능개선 및 경량화에 필요한 고성능

모터 개발에 필수적으로 사용된다. BLDC 코어는 영구자석을 사용하는데 일반적으로 페라이트 자석을 사용할 경우가 많으나 체적 당 토크가 작다. 이 결점을 개선하기 위해 에너지밀도가 높은 희토류 자석을 사용하는데 비용이 상당히 높아질 뿐만 아니라 모터제작비용에 약 60%를 차지한다^(71~102). 희토류 금속은 세계적으로 그 매장량이 한계가 있으므로, 네오뎀(Nd-Fe-B) 소결자석의 결정입자 사이를 5 μm 에서 1.1 μm 사이즈로 작게 함으로써 보자력을 향상시켜 디스프로슘의 사용량을 절감하는 기술 등과 같은 연구가 활발히 일어나고 있다⁽¹²⁴⁾.

본 논문은 전기자동차용 고효율 BLDC 모터의 구동방식은 Hall 센서, 엔코더, 리졸버 등을 사용하여 센서리스 제어 방식을 선택 하였으며, BLDC 핵심부품의 스테터(Stator)를 분할 형으로 개발하고자 하였다. 고효율 BLDC 모터 성능효율 향상 위하여 모터코어에 대한 분말성형품을 개발하고, 성형코어의 잔류자속밀도에 따른 모터효율에 대한 성능관계를 모터다이나모 시스템에서 검증하고자 하였다. 희토류 금속의 하나인 네오뎀 자속은 잔류자속밀도와 보자력 등이 다른 희토류금속보다 우수하지만 온도 특성이 너무 나빠서 온도변화에 의한 자속밀도의 하락이 심하여 그린카 모터개발에 있어서 매우 어려운 난제에 있다. 이러한 단점을 극복하고, 모터의 효율 향상을 위하여 분말성형 코어의 잔류자속밀도가 최대치인 성형코어를 얻고자 하였으며, 잔류자속밀도가 다른 분말성형 코어부품에 대하여 모터를 제작하고, 제작된 코어제품이 BLDC모터의 성능효율 영향에 대하여 다이나모 테스트 시험을 통하여 검증하였다. 이러한 일련의 실험과정을 통하여 그린카에 적용할 그린카 보급형 구동시스템을 개발하고자 한다.

1.2 연구방법

본 논문에서는 고효율, 고 역률 및 고 토크밀도의 장점을 가지고 있는 BLDC 모터 드라이브에 고성능 속도제어를 위하여 PWM을 제어하기 위한 제어기 및 모터를 개발하여 모터 다이내모 측정시스템에서 모터의 성능을 검증하고자 하였으며, 다음의 연구 방법을 통하여 분할형 성형코어의 자속밀도향상에 의한 모터효율의 상관관계에 대하여 실험을 실시하였을 실시하였다.

1. 고효율 EV BLDC 모터를 개발하기 위하여 다양한 모터 설계 방법 중 분할형 코어 방식으로 3차원 모델링 전용설계 프로그램인 CATIA를 이용하여 모터를 설계하였으며, 분할형 코어를 사용하여 스테터를 구성하였다. 설계된 모터의 상세해석을 위해 Maxwell 2.0 프로그램을 통해 모터 시뮬레이션을 실시하였다.

2. 모터 설계프로그램으로 개발된 데이터를 바탕으로 PSIM 프로그램을 이용하여 분할형 BLDC 모터 제어 원활한 구현 및 최적의 마이크로프로세서를 선정하고 주변회로를 구성하여 분할형 모터의 구동드라이브를 설계 및 제작하였다.

3. EV BLDC 모터 구성품 중 분말성형 코어 생산방식을 분말압축성형 방법으로 코어를 제작하고, 코어의 잔류자속밀도를 측정하였다. 측정된 잔류자속밀도가 다른 코어부품을 모터에 적용하여 모터의 효율 상관관계를 보기위하여 개발된 드라이브와 모터를 모터 성능측정 다이내모 시스템을 이용하여 모터의 성능 시험을 실시하였다.

4. 모터 드라이브와 분할형 성형코어 방식으로 개발된 BLDC 구동모터의 성능 시험을 위하여 모터 다이내모시스템을 구축하고, 수회 반복시험을 통하여 개발된 모터의 정격출력, 토크 및 효율 등이 최대효율이 되도록 시험을 실시하였다.

제2장 관련 이론

2.1 BLDC 모터 및 구조

2.1.1 BLDC 모터

BLDC(Brushless Direct Current)모터는 그 이름에서 알 수 있는 바와 같이 DC 모터에서 브러시 구조를 없애고 정류를 전자적으로 수행하는 모터이다. 즉 영구 자석의 위치를 홀센서 등의 전자적 센서로 검출하고 검출된 신호로 전기각을 판단하여 코일에 전류를 흘려서 토크를 발생시키는 것이다. 홀센서로 전기각을 검출하면 부가적으로 여러 가지 장점이 생긴다. 전자적으로 전기각을 검출함으로 브러시와 정유자간의 기계적인 마찰부가 없어지므로 고속화가 가능하고 소음이 감소하며 아크가 없어지므로 전자 노이즈가 감소한다. 일반적으로 DC 모터는 페라이트 자석을 사용하지만 BLDC 모터는 고성능의 희토류자석을 사용하므로 소형화가 가능하다.

2.1.2 BLDC 모터 구조

가. Outer Rotor

BLDC 모터의 외주 축으로 회전자를 배치, 모터의 내부 측면으로 회전자계를 만든다. 회전자의 관성모멘트가 크므로 정속도 주행에 유리하다. 마그네틱을 비교적 크게 할 수 있으므로 고효율 및 고토크가 가능하다. 권선의 코일 평균길이가 짧게 되어 손실절감 및 고효율화하기 쉽다. 단 회전자 지지기구가 복잡하고, 밀폐구조로 하기 어렵다^(3~5).

나. Inner Rotor

BLDC 모터의 내주 측으로 회전자를 배치, 모터의 외주 측으로 회전자계를 만든다. 회전자의 관성모멘트가 Outer 모터에 비하여 작다. 모터구조를 비교적 간단하게 구성할 수 있다.

다. Axial Gap

BLDC 모터 축방향의 두께를 비교적 얇게 한 원판상의 모터 회전자의 전기자를 축방향으로 나열한 구조이다. 축수간 간격이 짧기 때문에 공작의 정확을 요한다. 축수구조도 복잡하고 권선과 전기자를 분리 Slotless 구조로 하여 회전율을 저감시킬 필요가 있는 곳에서 많이 사용되고 있지만 권선의 배치정도와 권선형상의 밸런스를 작게 하여야 할 필요가 있다.

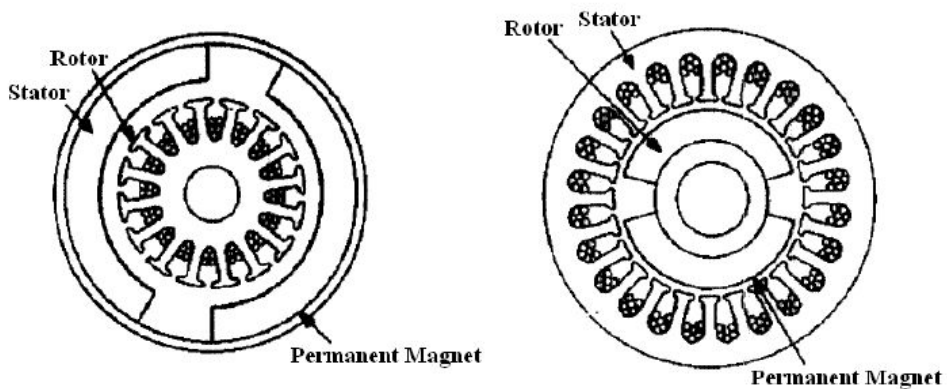


Fig. 2.1 Structure of DC motor

2.1.3 BLDC 모터 특성

최근의 급속하게 진전되는 산업변화는 종래의 기계·전자산업의 기술적 구분이 없어지고, 기계·전자·정보·통신기술 등이 결합된 복합산업의 시대로 구조적 변화를 겪고 있다. 따라서, 정밀제어모터는 그 핵심 구동원으로서 중요성이 더해가고 있다. 이러한 정밀제어모터는 부여된 목표입력에 대한 빠른 추종 응답특성을 갖고, 넓은 속도제어의 범위를 가지며, 정밀하게 움직일 수 있는 특성을 가진 모터로, 정지, 시동, 역전 등의 동작을 반복하므로 소형 정밀제어 모터는 크게 AC 모터, DC 모터, 브러시리스(Brushless) DC 모터 및 릴럭턴스(Reluctance) 모터로 구분된다. 소형 정밀제어 모터의 특성은 Table 2.1과 같다.

AC 모터는 신뢰성과 내환경성에서 우수한 특성을 갖고 있어 가전분야와 공작기계를 포함한 산업용 기기분야에서 폭넓은 시장을 형성하고 있으나, 다른 소형 정밀제어 모터에 비해 상대적으로 낮은 효율과 제어의 어려움 때문에 고효율화가 요구되는 가전분야에서 다른 모터(브러시리스 모터 또는 릴럭턴스 모터)로 지속적인 전환이 일어나고 있다.

BLDC 모터의 경우 고에너지밀도를 갖는 영구자석을 이용함으로써 고효율화 및 소형화에 유리하고 수명이 길다는 장점을 갖고 있어 90년대 이후 빠르게 발전한 컴퓨터 산업을 포함한 정보화 산업에 그 적용이 급신장하고 있으며, 최근에는 각종 산업용 및 운송수단의 구동원으로 채용하기 위하여 많은 연구개발이 이루어지고 있다.

릴럭턴스 모터는 크게 스위치드(Switched) 릴럭턴스 모터(이하 "SRM")와 스테핑(Stepping) 모터로 구분할 수 있다. 이러한 모터는 반도체 소자를 이용한 스위칭 제어방식으로 구동되므로 정밀제어가 가능하고 저렴한 가격으로 모터를 구성할 수 있으며, 고 출력밀도 및 고효율화의 특징을 갖고 있어 산업/사무/계측기기 및 주변기기에 제어용 모터, 구동용 모터로 많은 시장을 형성하고 있으며, 앞으로도 그 용도가 더욱 확대될 전망이다.

이와 같은 모터 외에도 특수모터인 초음파 모터와 리니어(Linear) 모터가 있다.

초음파 모터의 경우 기존의 모터 구조와 다른 구조로 크기의 제한을 탈피할 수 있으며, 저속운전 시 높은 토크를 얻을 수 있어 카메라 등을 포함하는 정밀기기의 구동원으로 그 수요의 증대가 기대되고 있다. 리니어 모터의 경우 기존의 모터 구동 원리에 따른 구분이 아니라, 외관상 모터 구동방향이 기존의 모터와 상이함에 따라 분류되는 명칭으로서, 고속/고정밀도의 직선 왕복운동용으로 개발되어 각종 정밀장비 등의 축 구동용으로 그 사용이 증가하고 있다.

Table 2.1 Comparison of various small precision control motor

Contents	DC motor	AC motor	BLDC motor	Reluctance motor
Price	High	Low	Normal	Lowest
Maintenance	Need	Needlessness	Needlessness	Needlessness
Reliability	Low	High	High	High
Life	Short	Semipermanent	Semipermanent	Semipermanent
Motor Size	Large	Normal	Small	Small
Power density	Small	Normal	Large	Large
Development	Low	Low	High	High
Market trends	Low	Low	High	High

2.2 BLDC 모터의 모델링

2.2.1 BLDC 모터 구동

일반적으로 BLDC 모터를 구입하면 드라이버를 함께 구입 할 수 있다. 직접 제어를 하려는 경우에 대해서 설명한다. 먼저 모터의 U, V, W 연결선에 수십 k Ω 정도의 저항을 연결하고 저항의 반대편을 하나로 연결하여 역기전력의 중성점을 만들고 홀센서 전원단에 규정된 전압을 인가한 후 역기전력의 중성점과 홀센서 전원의 GND(-단자)를 연결한다. 홀센서 신호와 역기전력 신호를 스코프로 관찰하여 역기전력이 최대가 되는 두개의 단자에 주전원의 전압이 인가될 수 있는 로직을 구성한다. 이렇게 구성된 로직에 따라 모터의 연결선에 전압을 인가하면 모터가 회전하게 된다. BLDC 모터에서는 전기각을 검출하기 위해서 홀센서를 가장 많이 사용한다. 홀센서에는 자속밀도에 비례하여 전압이 나오는 것과 자극이 바뀌는 곳에서 고점과 저점으로 바뀌는 Open Collector 출력 타입이 있다. 그리고 홀센서의 배치에 따라 홀센서 신호가 120°의 위상차가 있는 것과 60°의 위상차가 있는 타입이 있으나 제어기에서 로직을 변환하여 역기전력을 기준으로 하면 동일한 구동방식을 취하게 된다. 홀센서 출력상태를 조합해 보면 전기각으로 60°의 간격으로 나눌 수 있고 각각의 상태에 따라 BLDC 모터의 U, V, W 각상에 전압을 인가하면 BLDC 모터가 회전하게 된다^(145 ~ 148).

브러시리스 직류전동기는 일반적인 영구자석 직류전동기의 구조와 서로 상대적인 특징이 있다. Fig. 2.2에서 보는 바와 같이 영구자석 직류전동기에서는 고정자에 영구자석이 부착되어 계자를 제공하며, 전기자 권선은 회전자에 위치한다. 이와는 상대적으로 브러시리스 직류전동기는 회전자에 영구자석을 장착하고 고정자에 전기자 권선이 위치하는 영구자석 동기전동기의 구조를 갖는다. 일반적인 직류전동기에서는 회전자의 연속적인 회전을 위해 전기자 권선의 단자를 정류자 편에 연결시키고 외부 전압이 인가되는 브러시와의 접촉을 통하여 전기자 권선에 전류가 흐르

도록 하고 있다. 반면에 브러시리스 직류전동기에서는 기계적인 브러시와 정류자 대신에 인버터를 이용하여 고정자의 전기자 권선에 순차적으로 구형파의 여자 전류를 인가함으로써 회전력을 발생시킨다.

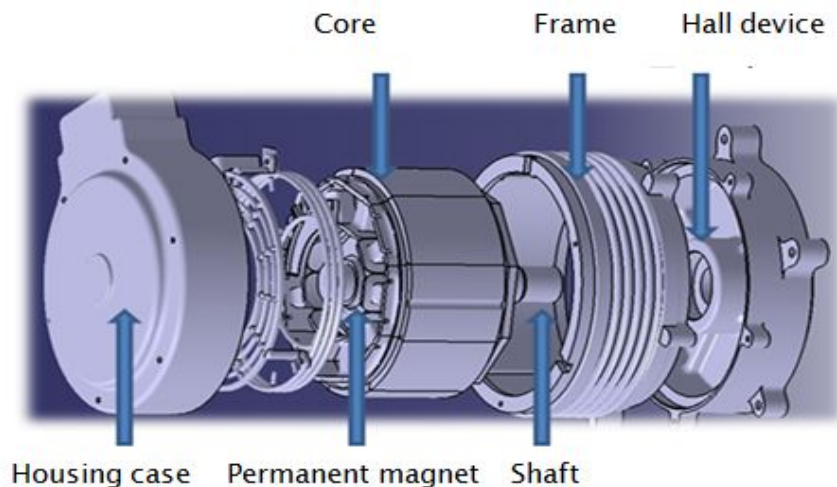


Fig. 2.2 Brushless direct current motor

Fig. 2.3은 전형적인 3상 브러시리스 직류전동기의 회전자 위치에 따른 이상적인 역기전력 및 전류 파형과 토크 파형이다. 그림에서 e_a, e_b, e_c 와 i_a, i_b, i_c 는 각 상의 역기전압과 상전류이며, T_a, T_b, T_c 는 각 상의 발생한 토크, T_{total} 은 3상의 토크를 합성한 것이다.

직류전동기의 토크 상수와 역기전력 상수가 동일한 것과 같이 브러시리스 직류전동기의 토크 함수는 역기전력 함수와 동일하다. 따라서 Fig. 2.3에서 알 수 있듯이 일정한 토크를 발생시키기 위해서는 역기전력 또는 토크 함수가 일정한 값을 갖는 전기각으로 120도의 통전구간에서 구형파 형태의 상전류를 전동기에 인가해야 하며, 전기각으로 60도 마다 상전류 전환을 행하는 3상 2여자 방식으로 구동되어야 한다. 브러시리스 직류전동기 구동 시스템에서는 상전류 전환 위치 검출을 위한 위치센서와 상전류 전환을 구현하기 위한 인버터가 필수적이다.

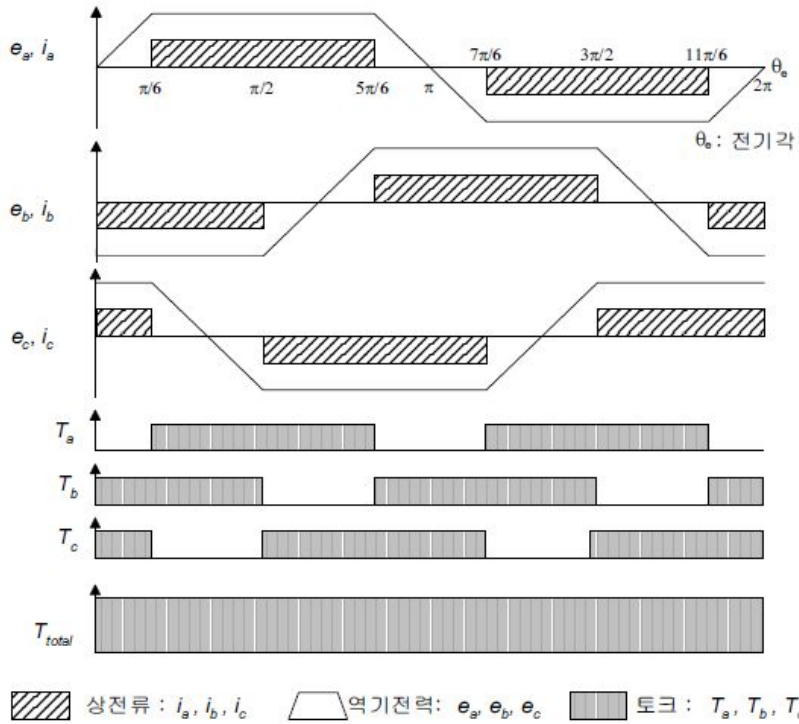
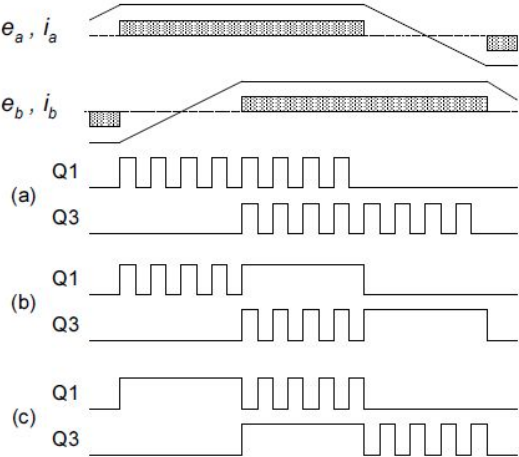


Fig. 2.3 Back-EMF, current and torque waveform of 3-phase brushless DC motor

2.2.2 단자전압 파형 분석

개발된 구간에서의 단자전압은 펄스폭 변조(PWM, pulse-width modulation)방식과 밀접한 관계가 있다. 그러므로 어떤 PWM을 사용할 것인가를 먼저 결정해야 한다. 브러시리스 직류전동기에 적용할 수 있는 PWM 방식은 바이폴라(bipolar)PWM과 유니폴라(unipolar) PWM이 있다. Fig. 2.4는 브러시리스 직류전동기에 적용할 수 있는 PWM 방식의 종류를 나타낸다. 바이폴라 PWM은 Fig. 2-4(a)에서와 같이 통전되고 있는 2개의 스위칭 소자에 PWM 펄스가 인가되어 2개의 스위칭 소자가 동시에 스위칭을 행하는 방식이다. 유니폴라 PWM은 Fig. 2.4(b), 2.4(c)에서와 같이 통전되고 있는 2개의 스위칭 소자들 중에서 한 개의 스위칭 소자는 on 상태를 유지하고, 다른 하나의 스위칭 소자만이 스위칭을 하는 방식이다. 유니폴라 PWM 방식은 바이폴라 PWM 방식에 비해 스위칭 손실이 적고 전류맥동이 적은 장점이

있기 때문에, 브러시리스 직류전동기의 구동용 PWM 인버터에서는 주로 유니폴라 PWM 방식이 사용되고 있다. 유니폴라 PWM 방식 중에서 Fig. 2.4(b)에서와 같이 전기적으로 120도의 통전구간 중에서 선단부의 60도 구간에서만 PWM 펄스를 인가하는 방식을 선단부 유니폴라 PWM이라 하고, Fig. 2.4(c)에 서처럼 후단부의 60도 구간에서만 PWM 펄스를 인가하는 방식을 후단부 유니폴라 PWM이라 한다. 선단부, 유니폴라 PWM 방식은 스위칭으로 인하여 스위칭 소자에 가해지는 스트레스를 6개의 스위칭 소자에 골고루 분배하는 특징이 있다. 본 논문에서 브러시리스 직류전동기를 구동하기 위해 적용하는 방식은 유니폴라 PWM 방식이다⁽¹⁴⁵⁻¹⁴⁶⁾.



(a) bipolar PWM, (b) n-going phase unipolar PWM
(c) out-going phase unipolar PWM

Fig. 2.4 Classification of PWM methods

2.2.3 PWM 인버터에서의 단자전압 파형 분석

Fig. 2.4에서 a상과 c상이 여자 되는 전기각으로 $90^\circ \leq \theta_e < 50^\circ$ 구간에서 개방된 b상의 단자전압을 고찰해 본다. 이 구간에서 PWM 펄스는 Q_2 에 인가되고, Q_1 은 on 상태를 유지한다. 해석의 편의상 스위칭 소자와 환류 다이오드는 이상적인 것으로 가정하며, 이들이 도통되었을 때의 전압 강하는 없는 것으로 간주한다.

θ_e 가 90° 일 때, c상은 점호되고 b상은 소호된다. 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 b상 전류는 바로 0으로 소호되지 않고 환류 다이오드를 통하여 흐르면서 일정한 기울기로 감소한다. b상 전류가 0으로 소호되기 전까지의 등가 회로는 Fig. 2.5와 같으며, 이 구간에서 b상의 단자전압 v_b' 는 항상 $V_s [V]$ 로 검출된다.

$$v_b' = V_s, (i_b < 0) \quad (2.1)$$

b상 전류가 0으로 소호된 이후, b상의 단자전압은 PWM 상태에 따라서 다르게 나타난다. Fig. 2.6은 상전류 전환이 종료된 후, Q_2 의 on, off상태에 따른 등가회로이다. Fig. 2.6에서 a상의 단자전압 v_a' 와 c상의 단자전압 v_c' 는 다음과 같다.

$$v_a' = V_s \quad (2.2)$$

$$v_c' = V_s(1 - S)$$

위 식에서 S는 스위칭 함수로 Q_2 가 on 상태일 때 1, off상태일 때 0의 값을 가진다. Fig. 2.6으로부터 다음과 같은 전압 방정식을 유도할 수 있다.

$$v_a' = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + v_n \quad (2.3)$$

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

a상과 c상만이 통전되어 있는 구간에서

$$i_a + i_c = 0 \quad (2.4)$$

이고, 역기전력 파형이 이상적인 사다리꼴 형태라고 가정하면 a상-c상 통전구간에서 a상과 c상의 역기전력은 크기는 같고 부호는 서로 다르므로, 식 (2.3), (2.4)로부터 전동기의 중성점 전압 v_n 은 근사적으로 다음과 같이 유도된다.

$$v_n \approx \frac{V_s}{2}(2 - S) \quad (2.5)$$

a상-c상 통전구간에서 b상에 전류가 흐르지 않을 경우, b상의 단자전압 v_b' 는 중성점 전압과 b상 역기전력 e_b 의 합으로 나타난다.

$$v_b' = v_n + e_b \quad (2.6)$$

따라서 Q2의 on, off상태에 따른 b상의 단자전압 v_b' 는 다음과 같다.

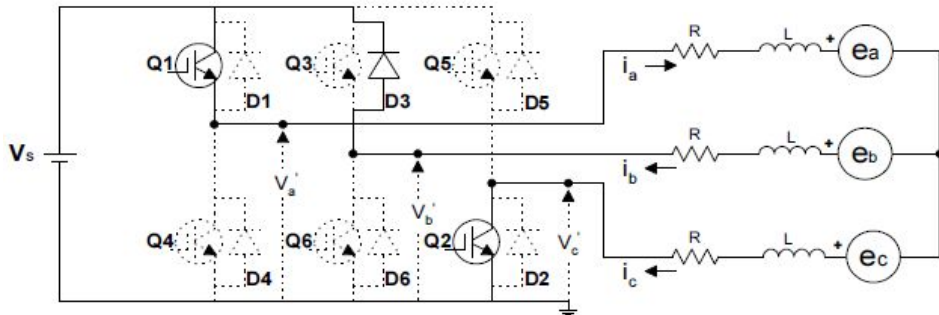
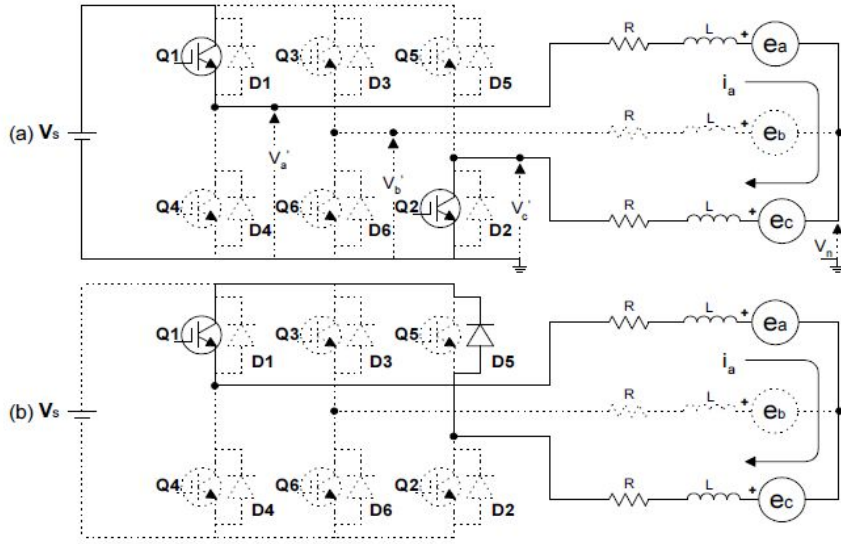


Fig. 2.5 Equivalent circuit during commutation period



(a) Q2 on (b) Q2 off

Fig. 2.6 Equivalent circuit during two phase conduction period

$$v_b' = \frac{V_s}{2} + e_b, \quad (Q2 \text{ on}) \quad (2.7)$$

$$v_b' = V_s + e_b, \quad (Q2 \text{ off}) \quad (2.8)$$

식 (2.8)에서 e_b 의 부호가 陽이 되면 b상의 단자전압 v_b' 가 인버터의 직류링크 전압보다 커지므로 Q3와 역병렬로 연결된 환류 다이오드 D3가 도통되어 v_b' 는 직류링크 전압 V_s [V]가 되고, 이 구간에서의 등가회로는 그림 2.7과 같다.

$$v_b' = V_s, \quad (Q2 \text{ off}, e_b > 0) \quad (2.8)$$

Fig. 2.7의 상태에서 Q2가 턴-온 되면 b상의 전류는 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 바로 零으로 소호되지 않고 다이오드 D3를 통하여 흐르면서 일정한

기울기로 감소하며, 이 구간에서의 등가 회로는 Fig. 2.5와 동일하다. 이상의 분석을 정리하면 역기전력이 상승하는 구간에서 b상의 단자전압 v_b' 는 상전류와 스위치 상태, 역기전력의 부호에 따라서 다음과 같이 분류된다.

$$v_b' = \begin{cases} V_s & (i_b < 0) \\ V_s/2 + e_b & (Q2 \text{ on}, i_b = 0) \\ V_s + e_b & (Q2 \text{ off}, e_b < 0) \\ V_s & (Q2 \text{ off}, e_b > 0) \\ V_s & (Q2 \text{ on}, i_b < 0) \end{cases} \quad (2.9)$$

Fig. 2.7에서 a상과 c상이 여자 되는 전기각으로 $270^\circ \leq \theta_e < 30^\circ$ 구간에서 개방된 b상의 단자전압을 분석하여 정리하면 다음과 같다. 이 구간에서 PWM 펄스는 Q5에 인가되고, Q4는 on상태를 유지한다.

$$v_b' = \begin{cases} 0 & (i_b > 0) \\ \frac{V_s}{2} + e_b & (Q5 \text{ on}, i_b = 0) \\ e_b & (Q5 \text{ off}, e_b > 0) \\ 0 & (Q5 \text{ off}, e_b < 0) \\ 0 & (Q5 \text{ on}, i_b > 0) \end{cases} \quad (2.10)$$

식 (2.9)와 식 (2.10)을 Table 2.2에 정리하였으며, 이로부터 한 주기 동안의 단자전압 파형을 Fig. 2.8과 같이 예측할 수 있다.

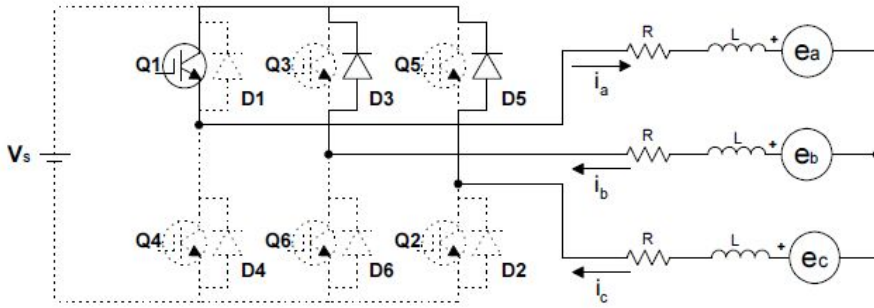


Fig. 2.7 Equivalent circuit when D3 is on

Table 2.2 Terminal voltage during inactive state in on-going phase unipolar PWM inverter

No.	Section	Terminal voltage	Condition
case 1	$90^\circ \leq \theta_e < 150^\circ$	V_s	$i_b < 0$ (전환 구간)
case 2	$90^\circ \leq \theta_e < 150^\circ$	$V_s/2 + e_b$	Q2 on, $i_b = 0$
case 3	$90^\circ \leq \theta_e < 150^\circ$	$V_s + e_b$	Q2 off, $e_b < 0$
case 4	$90^\circ \leq \theta_e < 150^\circ$	V_s	Q2 off, $e_b > 0$
case 5	$90^\circ \leq \theta_e < 150^\circ$	V_s	Q2 on, $i_b < 0$
case 6	$270^\circ \leq \theta_e < 330^\circ$	0	$i_b > 0$ (전환 구간)
case 7	$270^\circ \leq \theta_e < 330^\circ$	$V_s/2 + e_b$	Q5 on, $i_b = 0$
case 8	$270^\circ \leq \theta_e < 330^\circ$	e_b	Q5 off, $e_b > 0$
case 9	$270^\circ \leq \theta_e < 330^\circ$	0	Q5 off, $e_b < 0$
case 10	$270^\circ \leq \theta_e < 330^\circ$	0	Q5 on, $i_b > 0$

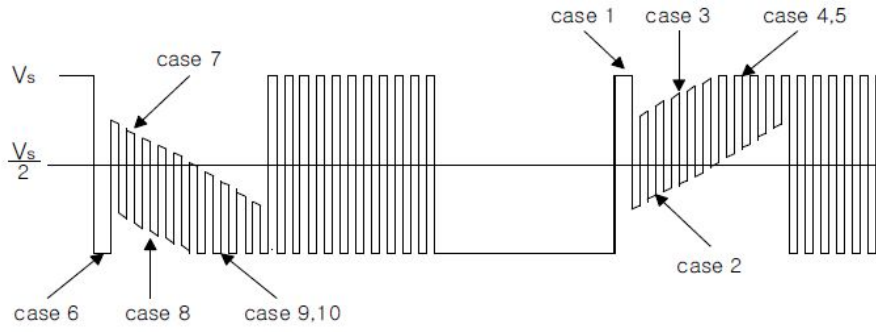


Fig. 2.8 Terminal voltage waveform in on-going phase unipolar PWM inverter

2.3 영구자석의 종류 및 특징

2.3.1 영구자석의 종류

가. 알리코자석(주조자석)

알리코자석(주조자석) : 이방성과 등방성으로 나누어진다. 예를 들면 스피커자석의 경우 주파수 특성에서 고역부분의 재생능력이 탁월하며 아날로그계기의 경우에도 높은 범위로 올라가면 직선성이 좋다. 장점은 온도 계수가 좋으나 단점으로는 원자재(Co) 가격이 고가이면서도 변동이 심해 일부분의 사용으로 제약하고 있다 (15 ~ 18).

나. 웨라이트자석(소결자석)

웨라이트자석(소결자석) : 이방성과 등방성으로 나누어지고 생산방식은 습식공법과 건식공법으로 나누어진다. 자장 방향에 따라 Radial 이방성과 극이방성, 일반 이방성으로 나누어진다. 가격은 저렴하나 특성 향상에 어렵고 온도계수가 나쁘며 대량 생산해야하는 문제점이 있다.

다. 희토류자석

희토류자석은 NdFeB(네오뎀)자석과 SmCo(사마리움코발트)자석으로 나누어진다. 특히 NdFeB자석의 발명은 SmCo의 강력한 자석이 나왔으나 원료가 고가이며 가격 불안정 함으로 타자석이 이미 개발 중이었다. 1986년에는 중국이 시장 자유화와 동시에 네오디움 자석 생산에 총력하면서 생산이 시작 되었다. 희토류원소는 17개로 분리되나 희토류의 매장량이 세계매장량의 50%이상을 중국이 차지하고 있고, 현재 생산량의 90%정도를 중국이 채광하고 세계경제불황으로 아프리카 및 호주가 고전하는 가운데 중국이 아프리카 및 호주와 같은 여러 나라들의 광산을 매입해 세계 시장의 주도권을 쥐고 있다. 특히 중국정부가 희토류의 출하량을 조정하며 가격도 마음대로 책정 하고 있는 실정이다. 이 정책은 클린산업에 특히 희토류자석의 사용

이 주류를 이루는 자기부상열차, 풍력발전기, 전기자동차의 구동모터 등 그 용도는 다양하다.

(1) 네오디움 자석

처음 개발시에는 온도계수가 문제 되었으나, 지금은 동작온도 200℃까지는 가능하다. 한국은 처음은 특허문제로 현재는 원가와 기술 노하우 문제로 생산하지 못하고 있다. 중국 제품이 주류를 이루고 있고, 일본이 기술로는 다소 앞서 가지만 단가가 문제시 된다.

(2) 사마륨코발트 자석

현재는 Co가 가격이 비싸고 가격변동이 심해 NdFeB자석으로 많이 전환되는 추세이다. 온도계수가 우월하여 350℃까지 사용이 가능하다. 일본에서는 High-Tech 분야에 많이 사용하고 있다.

라. 알리코 자석(주조자석)

- (1) 본드자석 : 각자석의 분말을 수지와 섞어 만든 자석
- (2) 알리코 본드자석 : 알리코자석 제조 후 분쇄해서 수지와 섞어 성형해서 만든 자석
- (3) 웨라이트 본드자석 : 웨라이트자석 제조 후 분쇄해서 수지로 섞어 사출성형으로 만든 자석
- (4) 네오디움본드자석 : 네오디움자석 제조 후 분쇄해서 수지와 섞어 압축사출 성형하여 만든 자석
- (5) 사마륨 본드자석 : 사마륨자석 제조 후 분쇄해서 수지와 섞어 압축 사출 성형하여 만든 자석.

마. 고무자석

본드자석과 같이 고무에 각 자석 분말을 혼합하여 만든다. 거의가 Ferrite 고무자석. 등방성과 이방성이 있으며 Plate Type과 Strip Type등이 있고 여러 가지로 Cutting 해서 홍보물로도 사용한다.

2.3.2 BLDC 희토류 영구자석의 특징

가. Sm-Co Magnet(삼아륨 코발트자석)

- (1) 희토류 금속인 Sm과 Co를 분말 가공 성형 후 진공에서 소결시키며 연마 후 완성품을 낸다. 자기특성이 네오뎀자석 다음으로 우수하다.
- (2) 전 세계적으로 Co의 매장량이 극소이므로 최근에는 Nd-Fe-B로 대체중 이 고 열에 대한 안정성은 네오뎀보다 높으나 가격이 고가이다.
- (3) 잔류자속밀도(Br) : 9,200 ~ 11,200
- (4) 보자력(Hc) : 5.5KOe ~ 9.0KOe
- (5) 최대 에너지적(BH)max : 22MGOe ~ 26MGOe
- (6) 밀도(g/cm³) : 7.82g/cm³

나. Nd-Fe-B Magnet(네오뎀자석)

- (1) 제조공법은 Sm-Co 자석과 유사하다. 자기 특성이 가장 높고 부피가 적으면서도 뛰어난 자기특성을 발휘한다.
- (2) 가격이 Sm-Co보다 저렴하여 현재 전 세계적으로 사용량이 급등한다.
- (3) 잔류자속밀도(Br) : 10,000 ~ 14,000
- (4) 보자력(Hc) : 12KOe ~ 14.9KOe
- (5) 최대에너지적(BH)max : 20MG.Oe ~ 40MG.Oe
- (6) 밀도(g/cm³) : 7.48g/cm³

2.4 희토류 영구자석의 분말야금 제조 과정

2.4.1 영구자석 재료의 종류 및 특성

현재 공업 및 과학기술 분야에 광범위하게 응용되고 있는 영구자석재료에는 주조자석 재료, 페라이트 자석재료, 희토류 자석재료 및 기타 자석재료등 크게 4가지로 분류할 수 있다. AlNiCo 자석재료는 큐리온도 T_c 가 높고, 온도안정성도 좋으며 자기유도 온도계수도 낮다. 그러나 이 재료는 전략 금속인 코발트와 니켈을 다량 함유하는 문제가 있다. 그래도 20세기 60년대에 희토류 영구자석 재료가 출현하기 전까지는 그 생산량이 23000톤 까지 증가하였다. 페라이트 영구자석 재료의 주요 장점은 원료 자원이 풍부하고 가격이 저렴하다는 것이다. 비록 자기 성능은 그리 높지 않지만 자동차 공업, 음향 통신, 가전용 기기, 사무자동화 기기 등에 광범위하게 응용되고 있으며 그 생산량은 지속적으로 증가하고 있다. Sm-Co계 영구자석 재료는 큐리온도가 높고, 온도안정성도 좋다. 그러나 Co와 Sm 금속을 다량 함유한다. Sm은 희토류 광석에서도 함유량이 적은 편이어서 가격이 비싸다. 때문에 Sm-Co계 영구자석의 응용은 제한을 받게 되고 1994년 이래 그 생산량은 매년 감소하고 있다. NdFeB계 영구자석 재료와 같은 희토류-철계 영구자석 재료는 자기 성능이 높고 전략 금속인 코발트나 니켈을 함유하지 않기 때문에 상대적으로 가격이 낮아서 광범위하게 응용되고 있으며 년 평균 증가율은 20~30%로 높은 성장을 보이고 있다^(15~16).

2.4.2 분말야금(소결)법에 의한 제조과정

가. 원료준비

Nd-Fe-B계를 용해할 때에는 Nd 순금속(98%~99%) 또는 Nd-Fe 합금, 공업적으로 순수한 Fe, B 분말 또는 Ferro boron을 사용한다. B 분말보다 Fe-B를 사용

하는 것이 좋다. Ferroboron의 가격이 저렴할 뿐 아니라 장입하기 쉬워서 성분 통제가 용이하여 용해하기가 편하기 때문이다. B분말을 사용하여 540~870℃로 가열하게 되면 B 분말은 급격히 산화되어 B_2O_3 또는 이온가가 더 낮은 산화물을 생성하고 이들은 용탕으로부터 분출되거나 휘발하게 된다. 따라서 B 분말을 원료로 사용할 때에는 먼저 B분말과 철 분말을 압축하여 덩어리로 만들어서 사용한다. 원료 덩어리의 크기와 용해 방법 그리고 장입량은 서로 연관되어 결정된다^(17~18).

나. 용해

희토류 영구자석 재료를 용해할 때에 가장 중요하게 지켜야 할 것은 성분을 정확히 지키고, 균질하게 용해하고 이물질이 혼입되지 않도록 하는 것이다. 희토류 원소는 활성이 크기 때문에 쉽게 산화된다. 따라서 용해는 진공 중에서 이루어져야 된다. 진공유도로 또는 진공아크로 등을 사용하여 용해한다.

다. 분말제조

큰 덩어리의 합금 괴를 일정한 입도의 분말로 파쇄하기 위하여 공정을 조 파쇄와 미분 공정의 두 공정으로 구성한다. 시차열분석 결과에 따르면 Nd-Fe-B계의 열안정성은 시료 상태에 따라 차이가 있음을 알 수 있다. 분말상태의 NdFeB 자성체는 $Nd_2Fe_{14}B$ 상을 기지로 하고 $Nd_8Fe_{27}B_{24}$ 상과 (Nd)상을 제2상으로 하고 있다. 이를 공기 중에서 가열하여 290℃ 전후에 이르면 주상은 아직 $Nd_2Fe_{14}B$ 상이나 X-선회절에 의하면 Nd_2O_3 상의 회절선이 나타난다. 이는 Nd가 산화되기 시작함을 뜻하는 것이다. 400℃에 이르면 $Nd_2Fe_{14}B$ 상은 분해되어 Fe_2O_3 , Nd_2O_3 그리고 소량의 기타 상으로 변한다. 덩어리 상태의 Nd-Fe-B시편의 경우에는 290℃로 가열해도 Nd_2O_3 상이 나타나지 않을 뿐 아니라 단시간이지만 700℃까지 가열할 수도 있다. 이는 덩어리 상태의 시편이 분말 상태에 비하여 안정성이 훨씬 높다는 것을 말해주는 것이다. 또 큰 덩어리 시편을 작은 덩어리 또는 미세 분말로 파쇄 할 때 열안정성이 떨어질 수 있다는 것을 의미하기도 한다. 따라서 파쇄과정에 산화를 방지

하도록 보호 매질을 사용할 필요가 있다. 파쇄시 사용되는 매질에는 휘발유, 톨루엔, 에테르 또는 기타 유기액체나 N_2 , Ar 과 같은 불활 기체 등이 있다. 파쇄 방법에는 파쇄기계를 쓸 수도 있고 수동 공구를 사용할 수도 있다. Sm-Co 자성체에 대해서는 일반적으로 60 mesh로 일차 파쇄한 뒤에 다시 미분으로 연마한다. 미세 분말로 연마하는 목적은 거친 분말 상태의 합금을 진일보 연마하여 적합한 규격을 갖게 하는 것이다. 여기서 적합한 규격이라 함은 세 가지의 뜻을 가지고 있다. 첫 번째 분말 입자의 크기로서 $SmCo_5$ 합금은 $5\mu m \sim 10\mu m$, Nd-Fe-b 자성체는 $3\mu m \sim 5\mu m$ 정도이며 분말입마다 단결정으로 한다. 둘째 분말의 입도가 균일하여야 한다. 셋째 분말 입자가 구형에 가깝고 표면이 매끈하고 결함이 적어야 한다. 연마의 방법으로는 진동 볼 밀링, 회전 볼 밀링, 제트밀링 등이 있다.

라. 성분의 통제 및 조정

희토류 영구자석 합금의 자기 성능은 화학성분에 따라 매우 민감하게 변한다. 희토류 원소는 활성이 강해서 산화되기가 매우 쉽고 따라서 합금용해나 제분 과정에서 희토류 원소가 부분적으로 산화되는 것을 피하기 힘들다. 희토류 원소가 산화되면 합금 성분이 전이금속이 풍부한 쪽으로 이동하게 된다. Nd-Fe-B의 경우 희토류 Nd의 산화가 매우 심하기 때문에 Nd-Fe-B 3원 상태도에서 $Nd_2Fe_{14}B+Nd_8Fe_{27}B_{24}+Nd$ 의 3상 구역에 있는 합금이 $Nd_2Fe_{17}+Nd_2Fe_{14}B$ 의 상 구역으로 이동하여 합금의 자기적 성능이 매우 나빠질 수도 있다. $SmCo_5$ 합금의 경우 가장 좋은 자성은 $SmCo_5$ 의 계량된 성분에 0.5wt%의 Sm이 초과되었을 때 얻어진다. 이 초과 Sm은 0.08wt%의 산소를 흡수하는 양에 상당한다. 희토류 원소의 산화에 의한 손실을 보상하기 위하여 통상적으로 연마 전 혹은 연마 후에 일정량의 액상을 첨가한다. $SmCo_5$ 의 경우 액상의 성분은 60%Sm+40% Co이다. 액상합금 $Sm_{0.6}Co_{0.4}$ 합금은 액상으로 소결을 도와주는 작용을 하게 된다. 이 때문에 $Sm_{0.6}Co_{0.4}$ 합금을 액상합금이라 부른다. 액상합금의 첨가량은 합금의 성분이 36.75wt%Sm ~ 37.0 wt%Sm과 나머지 Co에 이르도록 조정하는 데에 상응하는 양이 된다.

마. 분말의 자장취향 및 성형

많은 단결정 분말로 소결자석을 만들 때 개개의 분말 입자의 자화용 축이 같은 방향을 취한다면 그 방향으로 자화했을 때 최대의 잔류자화를 얻을 수 있을 것이다. 분말의 자장취향 방법에는 두 가지가 있다. 하나는 수직취향이고 다른 하나는 평행취향이다. 자장의 방향과 압력의 방향이 나란할 때 평행취향이라 하며 그 압력의 방향과 자장의 방향이 서로 수직일 때 수직취향이라고 한다. 일반적으로 수직취향이 비교적 높은 취향인자를 얻는 데 유리하다. 평행취향의 경우 압력이 어느 값에 이르면 취향인자가 다소 감소하고 B_r 값도 내려가게 된다. 분말의 압축 형틀과 방향에는 5가지가 있다. 평행강형압축, 수직강형압축, 고무형틀압축, 평행강형압축+정압압축, 수직금형 압축+정압압축. 수직압축은 분위기에서 두 가지의 다른 압축성형 방법이 SmCo_5 의 성능에 미치는 영향을 나타내는 것이다. 정압 압축된 시편이 성능이 높은 경우가 많음을 볼 수 있다. X-선 회절 분석 결과를 통해 밝혀진 것은 금형 압축시편의 c-축과 취향축이 15° 이내의 각을 이루는 분말의 전체 분말에 대한 비율이 50% 정도인데 비해 정압 압축한 시편은 c축이 자장취향축과 평행한 비율이 70%나 된다. 이는 정압성형이 취향 정도를 크게 개선시킨다는 것을 나타내는 것이다. 정압 압축 과정에서 압력의 크기나 자성체의 밀도에 중요한 영향을 준다.

제 3장 실험

3.1 BLDC 모터

3.1.1 BLDC 모터의 모델링

브러시리스 직류전동기는 사다리꼴 형태의 역기전력과 회전자 위치에 따른 고정자 권선 인덕턴스의 비정현적 변화 때문에 교류 기기의 상태방정식 유도에 널리 활용되는 d-q 모델로의 변환은 의미가 없으며, 그 대신에 상변수 모델로의 접근이 유리하다. 따라서 본 논문에서는 전동기의 상변수 모델링을 채택하여 해석하기로 한다.

브러시리스 직류전동기는 영구자석 회전자와 Fig. 3.1와 같은 3상 전기자 권선을 갖는다. 영구자석과 스테인리스강으로 된 영구자석 고정슬리브는 높은 저항성을 갖기 때문에 회전자에 유도되는 전류는 무시될 수 있으며 제동 권선은 없는 것으로 가정한다. 그러므로 고정자 3상 권선의 상변수 회로 방정식은 다음과 같다.

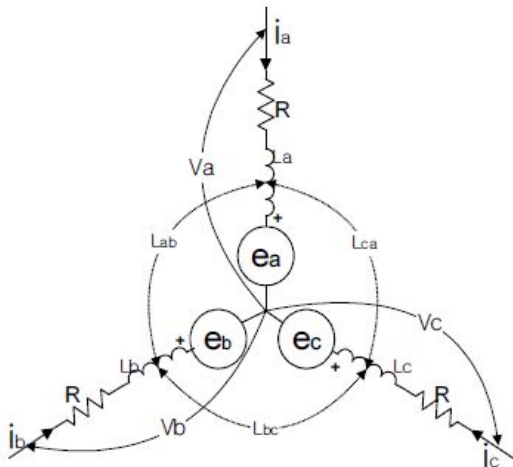


Fig. 3.1 Equivalent circuit of stator windings

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{dt}{d} \begin{bmatrix} L_a L_{ab} L_{ca} \\ L_{ab} L_b L_{bc} \\ L_{ca} L_{bc} L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

식 (3.1)에서 v_a, v_b, v_c 는 상전압, i_a, i_b, i_c 는 상전류, e_a, e_b, e_c 는 상역기전력, R 은 상저항, L_a, L_b, L_c 는 각 상의 자기 인덕턴스, L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} 는 각 상의 상호 인덕턴스이다.

여기서 3상 고정자 권선은 동일하다고 가정한다. 유기된 역기전력은 Fig. 2.3에서와 같이 사다리꼴 형태를 가지며 크기는 회전자의 속도에 비례한다. 전동기의 전기적 위치를 θ_e 라고 하면 θ_e 의 함수인 역기전력 함수 $k_e(\theta_e)$ 를 도입하여 역기전력을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e_a = k_e(\theta_e) \frac{2\omega_e}{p} \quad (3.2)$$

위 식에서 p 는 전동기의 극 수이고, ω_e 는 전기적 각속도이다. 역기전력 함수 $k_e(\theta_e)$ 의 크기를 K_e 로 가정하면

$$K_e(\theta_e) = \begin{cases} K_e \frac{6}{\pi} \theta_e & (0 \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{6}) \\ K_e & (\frac{\pi}{6} \leq \theta_e \leq \frac{5\pi}{6}) \\ K_e \frac{6}{\pi} (\pi - \theta_e) & (\frac{5\pi}{6} \leq \theta_e \leq \pi) \end{cases} \quad (3.3)$$

로 표현되며 반과 대칭이므로

$$k_e(\theta_e + \pi) = -k_e(\theta_e), \quad (\pi \leq \theta_e \leq 2\pi) \quad (3.4)$$

가 된다. b상과 c상의 역기전력은 a상 역기전력과 크기가 같으며 전기각으로 각각 120도, 240도 위상차를 가진다. 또한 회전자 위치에 따른 3상 고정자 권선인 인덕턴스의 변화가 없는 표면 부착형 영구자석전동기로 가정하면 각 상의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스가 동일하므로 이를 다음 식과 같이 각각 L_s , M 으로 나타낼 수 있다.

$$L_a = L_b = L_c = L_s \quad (3.5)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M$$

식 (3.5)를 식 (3.1)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3상 Y결선 전동기에서

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.7)$$

이므로,

$$M_{ia} + M_{ib} = -M_{ic} \quad (3.8)$$

이다. 위 식을 이용하여 식 (3.6)을 간략화하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

위 식에

$$L = L_s - M \quad (3.10)$$

로 표현하면 등가회로는 Fig. 3.2와 같으며 전압 방정식은 아래와 같이 정리된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

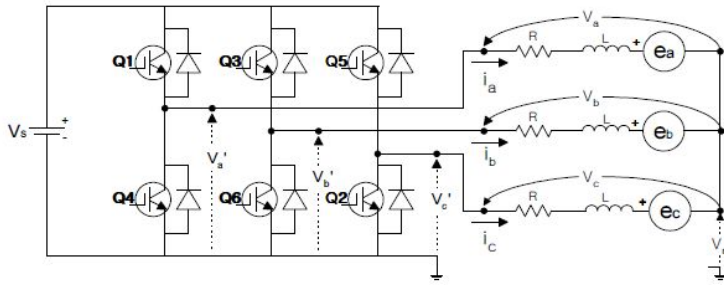


Fig. 3.2 Equivalent circuit of brushless DC motor and inverter

그리고 전동기의 출력은

$$P_{out} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (3.12)$$

이며, 이 출력을 기계적 출력으로 표현하면 다음과 같다.

$$P_{out} = T\omega_m \quad (3.13)$$

식 (3.12), (3.13)으로 부터 출력 토크 T 는

$$T = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (3.14)$$

와 같이 유도될 수 있고, 이때의 운동 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = -\frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} + \frac{T}{J} \quad (3.15)$$

3.1.2 BLDC 모터의 설계 및 제작

모터의 설계는 3차원 모델링 전용설계 프로그램인 CATIA V5를 사용하여 BLDC 모터를 모델링하였으며, Fig. 3.3은 전체의 조립된 상태도를 보여주고 있다. Fig. 3.4는 모터 주요부품인 (a) 상부 하우징, (c) 하부 하우징부와 (c) 본체의 공랭식 하우징부로 구성되어 있으며, 내부에는 각종 모터 구성요소들로 조립되어 있다. Fig. 3.5는 모터의 주요 구성품 중 코어를 3차원 모델링한 모습이며, 분말압축성형 방식으로 생산할 수 있도록 설계하였다. 그리고 Fig. 3.6는 9개의 코어 부품들을 잔류자속밀도가 잘 유지 될 수 있도록 조립과정에서 코어와 코어 간격의 오차 범위를 1/100정도로 하여 9개의 분할방식으로 스테터를 구성하도록 설계하였다. 또한, BLDC 모터의 효율향상을 위하여 최대로 성능이 나올 수 있도록 간극과 부품사이의 정밀도를 높일 수 있도록 설계 하였다.

Fig. 3.7은 스테터와 로터의 그림으로 Table 3.1에서와 같이 공극을 1mm로 하였으며, Table 3.2에서는 BLDC 모터의 사양을 나타내고 있다. Fig. 3.8은 로터와 모터축과의 조립상태도를 보여주고 있다. 모터축의 한쪽은 전기자동차의 구동휠축에 동력이 잘 전달 할 수 있도록 스프라인 방식으로 제작하였으며, Photo. 3.1은 제작된 모터의 사진이다.

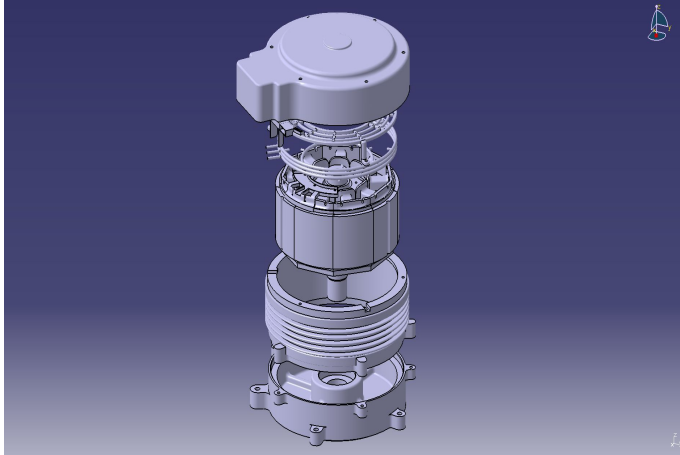
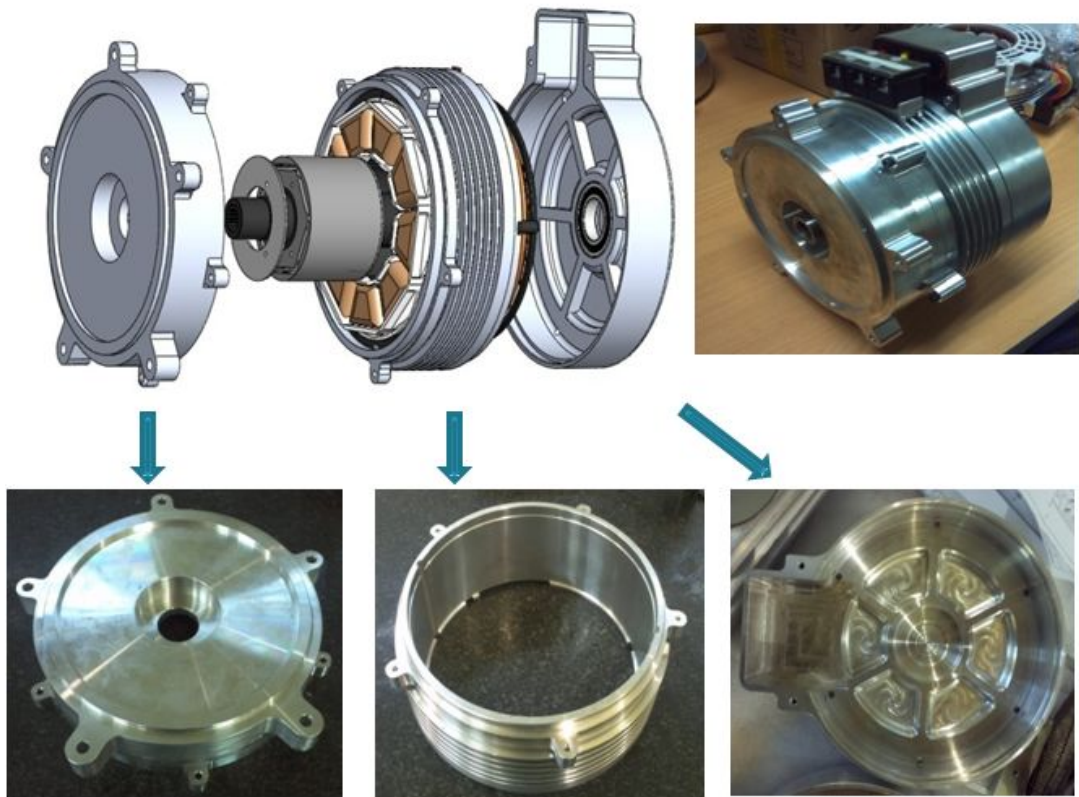


Fig. 3.3 3D model for BLDC motor



(a) Upper cover housing (b) Medium housing of air cooling type (c) Low cover housing

Fig. 3.4 Motor housing case parts

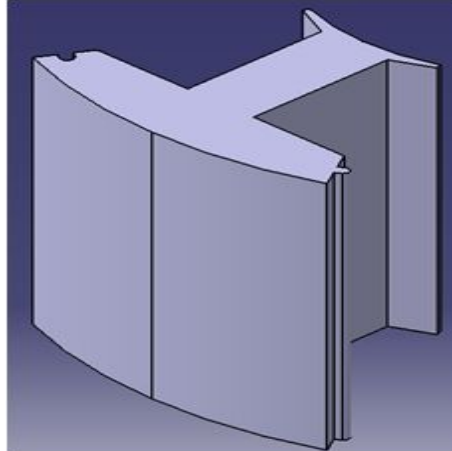


Fig. 3.5 3D model for BLDC core

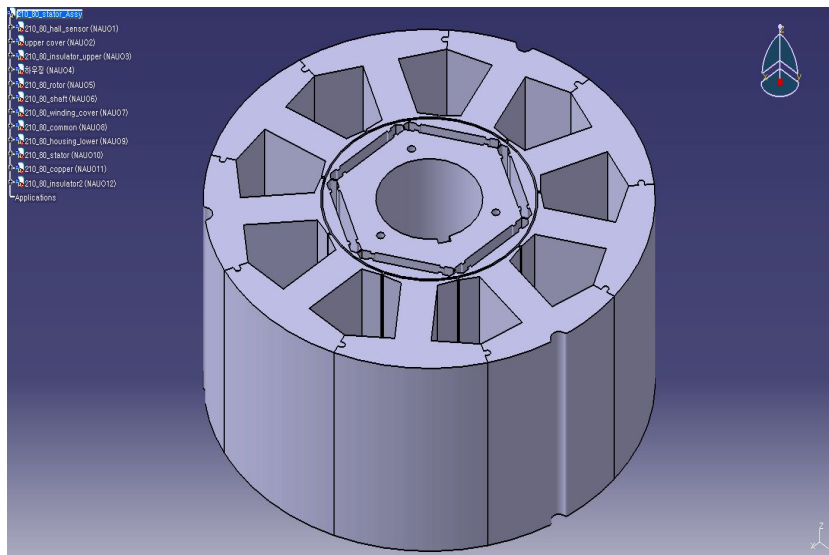


Fig. 3.6 3D model for rotor and stator

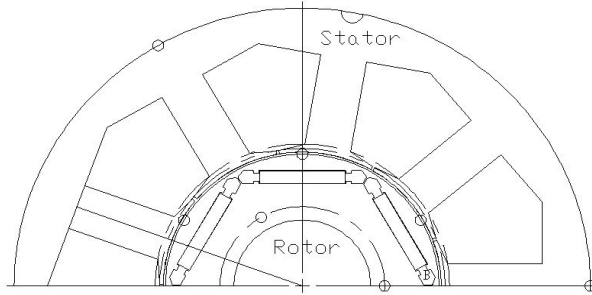


Fig. 3.7 Assembly view for stator and rotor

Table 3.1 Statistic details of stator and rotor

Components	Parameters	Values (mm)
Stator	Outer Diameter	180
	Thickness	80
Rotor	Outer Diameter	99.6
	Thickness	80
	Air gap	1

Table 3.2 BLDC motor specifications

Motor Type	PWM Inner Rotor	Contents
Performance	Input Voltage(VDC)	310
	Max. Power(kW)	15
	Max. Torque(Nm)	62
	Cont.Power(kW)	9.7
	Cont.Torque(Nm)	40
Dimension	Stator O.D(mm)	Ø180
	Rotor O.D(mm)	Ø80
Method	Cooling	Air cooling
	Speed Sensor	Hall Sensor

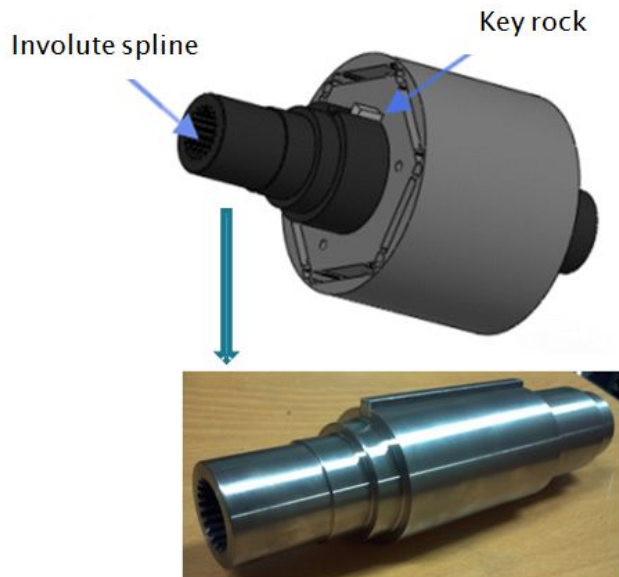


Fig. 3.8 Motor shaft parts

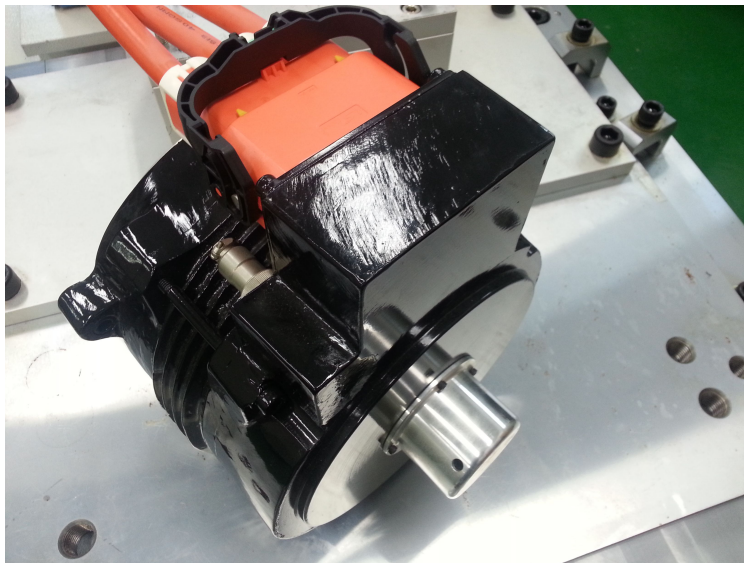


Photo. 3.1 Assembly motor

3.1.3 BLDC 모터의 다이나모 성능실험

개발된 BLDC 모터의 최대출력 성능특성을 파악하기 위하여 Table 3.3과 같이 Magtrol Ltd. 의 전동기 동특성 시험장치 2WB115+EK+2PB115를 이용하여 시험을 실시하였다. 다이나모 시스템은 인버터 입력전압, 전류, 인버터 출력에 대한 각 상의 전압, 전류, 회전수, 토크 등을 측정할 수 있다. 시험은 모터의 최대속도에서 부하에 따른 반응성 및 수렴성을 평가하며 최대출력을 측정할 수 있다. 다이나모 성능실험을 통하여 제어기의 성능을 확인하기 위해 인버터시스템 출력, 효율, 역률 등의 전기적인 신호는 파워메타를 통해 데이터가 수집이 되고, 전동기의 부하토크, 속도 등은 전동기 부하시험기에서 물리적인 데이터를 전기적인 신호로 변환하여 성능 시험 분석 장치에 입력이 된다. 입력된 전기적인 데이터와 물리적인 데이터를 수집 및 계산을 통해 제어기의 성능을 확인할 수 있도록 실험장치가 구성이 되어있다.

Table 3.4는 DC 전원공급의 사양이고, Fig. 3.9는 모터다이나모 시스템의 구성으로 성능시험에 사용된 다이나모 장비는 데이터를 획득할 수 있는 모터성능 분석 장치와 전동기의 속도검출 및 확인을 할 수 있다. 또한, Fig. 3.10은 개발된 컨트롤 시스템으로 여기에는 PLC, Module Encoder ETC 등이 설치되었다.

Table 3.3 2WB115+EK+2PB115 dynamometer motor testing equipment

Type	Nominal braking torque (Nm)	Nominal speed of rotation (rpm)	Nominal braking power (kW)	Maximum speed of rotation (rpm)
2WB115 WB Eddy Current	100	2865	30	18,000
2PB115 PB Powder	200	480	10	3,000

Table 3.4 DC Power supply system

DC Output	Wattage	50KW
	Voltage (C.V)	5V ~ 100V
	Current (C.C)	0A ~ 500A
Ripple & Noise (from 20Hz to 20MHz)	Voltage	(p-p) Less then $\pm 5\%$
	Current	(p-p) Less then $\pm 5\%$
Load & Ineregulation	Voltage	Less then $\pm 2\%$
	Current	Less then $\pm 2\%$
Accuracy & Stability	Voltage	Less then $\pm 2\%$
	Current	Less then $\pm 2\%$
Control & display resolution	Voltage	1V
	Current	1A
Output start slope time		min 1sec ~ max 60sec
Dimension		W550×H1350×D960mm

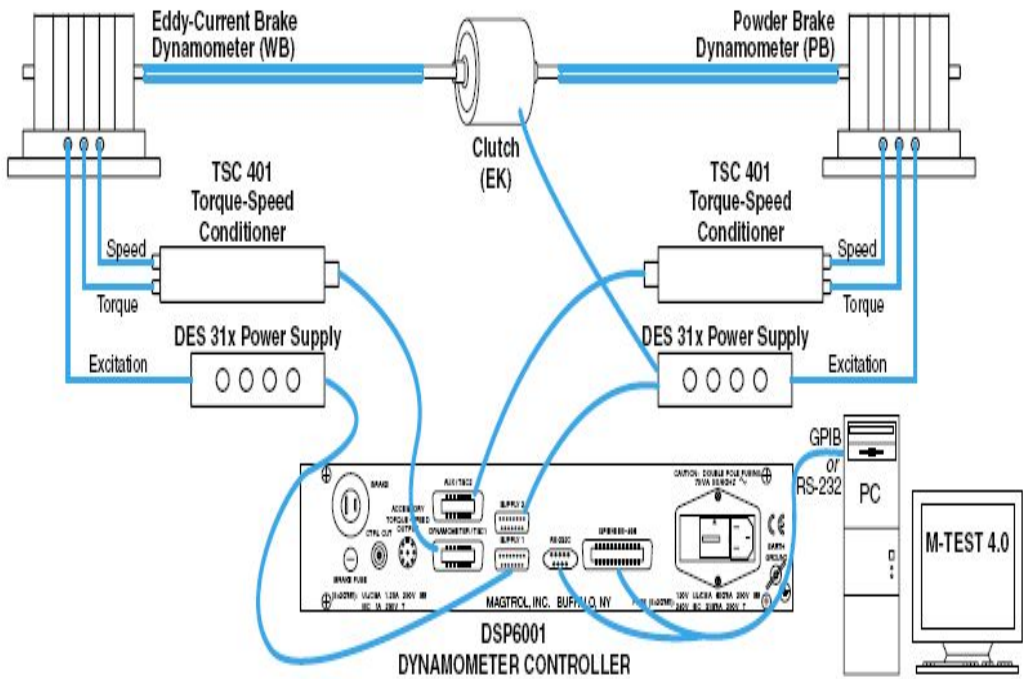
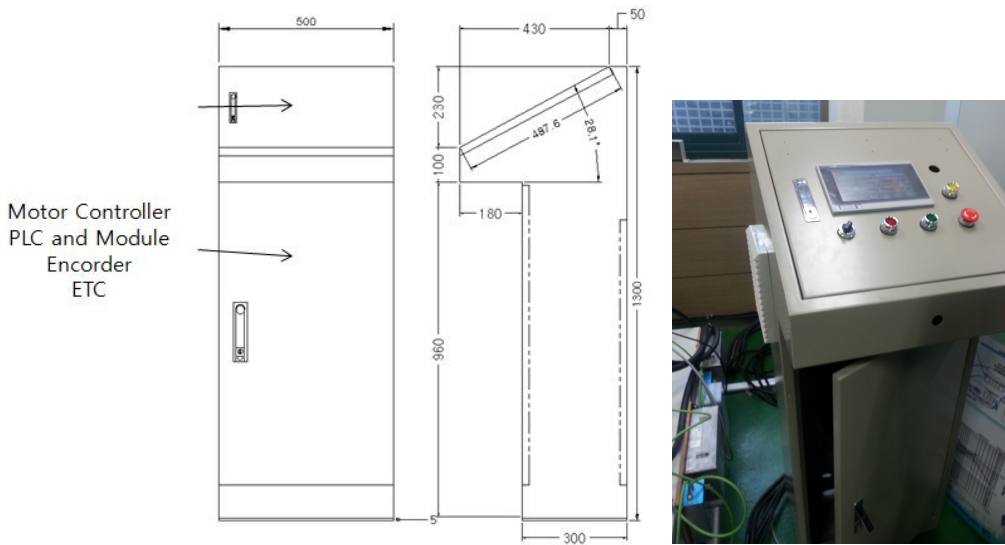


Fig. 3.9 Dynamometer system(2WB115+EK+2PB115) for experiment



(a) System design

(b) Control infra structure

Fig. 3.10 Control system for experiment

3.2 BLDC 모터 드라이버

3.2.1 BLDC 모터의 드라이버 구성

상용전원인 교류 전원을 정류기를 통해서 직류전원으로 변환을 하고 모터 구동을 위해 스위칭 될 때 고조파가 발생되어 전원의 품질을 저하시키기 때문에 이를 보상하기 위해서 역률 보상을 설치하며, 각종 제어회로의 전원으로 사용하기 위해 SMPS와 같은 전원회로가 필요하고, 급격한 전압변동에 대해서 보호하기 위해 Braking 보호회로가 추가되어있다.

BLDC 모터의 구동을 위한 스위칭 소자모듈이 구성되어있으며 모터에서 속도를 검출하기 위해 엔코더, 레졸버, 홀센서와 같은 회전자 위치검출 센서가 모터에 부착되어 이를 제어하는 제어기에 위치정보를 전달하여 적절한 회전자 위치에서 스위칭모듈의 게이트 신호를 출력하여 모터를 제어한다.

일반적으로 BLDC 모터의 과전류 및 전류제어, 위치/속도 제어를 위해 상전류 검출용 전류센서를 두 개정도 사용하며, 센서 수를 줄이기 위해서 DC-link단에 전류센서 한 개만 설치하여 사용하기도 한다. 모터 제어기의 두뇌인 Fig. 3.11과 같이 마이크로 컨트롤러는 최근에 메모리 및 전자부품 집적화 기술의 발달로 다양한 제품들이 많이 개발이 되어 상용화 되고 있어 연구에 사용한 컨트롤러는 모터구동, 전력전자, 센서분야의 제어기기 개발에 널리 이용되고 있는 TI사의 TMS320F2808 DSP를 사용하였다.

이 DSP는 32bit 고정소수점 연산을 하는 프로세서로서 최대 100MIPS의 처리속도를 가지고 있다. DSP는 다양한 제품라인을 보유하고 있으나 이 컨트롤러는 기존의 C24x, C281x에서 PWM의 출력, 외부 신호의 Capture, 엔코더펄스의 해석, 시간단축 등의 다양한 기능들 모두 삽입시켜 Event Manager라는 모듈에서 통제 한다. TMS320F2808은 이러한 기능을 ePWM, eCAP, eQEP라고 이름 지어진 3개의 독립 모듈들이 각자의 자원을 사용하고 필요에 따라서 다른 모듈들과 동기화하는 형태

로 설계가 되어 연산속도 및 사용의 유연성을 높인다.

또한, 파이프라인 방식의 16채널 고속 12bit ADC를 가지고 있어 최대 12.5 MSPS의 속도로 데이터를 처리할 수 있다. 또한 다양한 통신규격에 연동할 수 있도록 SPI, UART, CAN등의 통신모듈들을 탑재하였다.

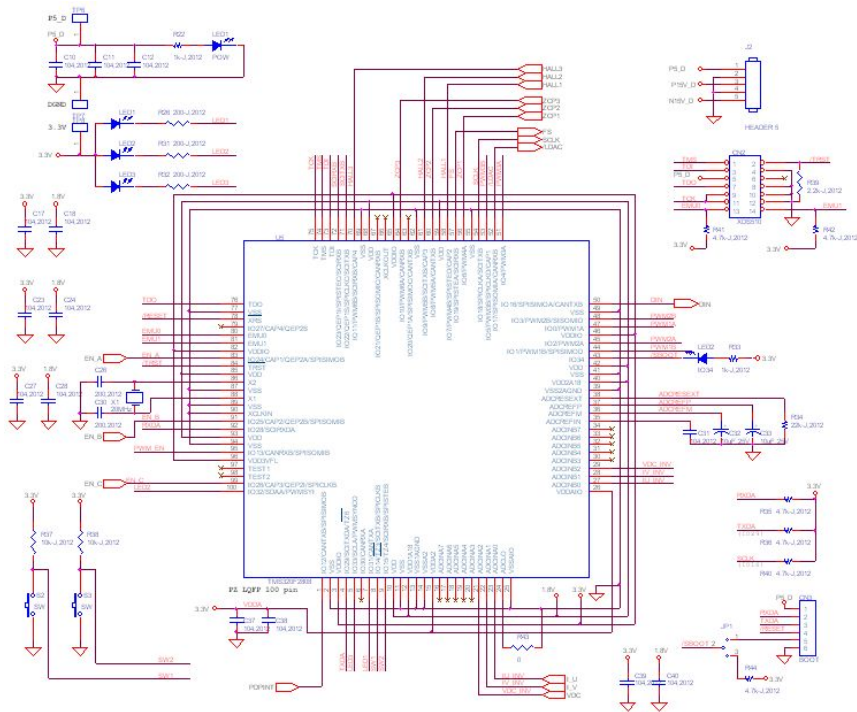


Fig. 3.11 Microprocessor circuit developed

개발한 인버터는 기본적으로 3상 부하를 구동하기 위해 Fig. 3.11과 같이 각 상당 2개의 스위칭 소자를 필요로 하며 중소 용량의 인버터인 경우에는 대부분 IGBT소자를 주로 사용하고 있다. 일반적으로 사용하는 IGBT의 경우 3상 부하를 구동하기 위해서는 6개의 IGBT 스위칭 소자가 필요 하고, 디지털 제어부의 게이트 신호를 인터페이스 하기 위해서는 별도의 드라이브 회로가 필수적으로 요구된다. 하지만, IPM은 단일모듈로서 내부에 6개의 스위칭소자(6-pack)와 게이트 드라이브 회로 및 자체적인 보호회로를 가지고 있어서 인버터 하드웨어 구성이 간단하고, 예기치 못

한 사태가 발생하는 경우 스스로 고장 신호를 검출하여 스위칭을 중단 시키고, 외부에 고장신호를 발생시켜 이를 사용자가 알 수 있도록 하였다.

일반적인 IPM에 있어서 내부 보호기능으로는 아래 표에 보여 지듯이 단락보호, 과전류보호, 과열보호 및 전원전압의 변동보호 기능 등이 있다. 또한 상기한 6-pack IPM외에도 다이내믹 브레이킹을 고려해서 한 개의 IGBT소자를 추가시킨 7-pack 형도 개발되어 집적도 및 신뢰도의 극대화를 추구 할 수 있어 사용범위가 점점 확대되고 있다.

Fig. 3.12는 기존의 IPM은 상부 암 및 하부 암의 IGBT소자의 게이트 구동을 위해서 별도의 전원이 4개가 필요했으나, 두 개의 게이트 전원만 있으면 구동이 가능하며 소형화 시킨 SPM(Smart Power Module)가 개발되어 많이 이용되고 있다. BLDC등 구동형 모터 구동을 위해서 FAIRCHILD社의 SPM 모듈인 FSB5CH60B를 사용하였으며, 내부 구성 및 형태는 Figs. 3.13~3.14와 같다.

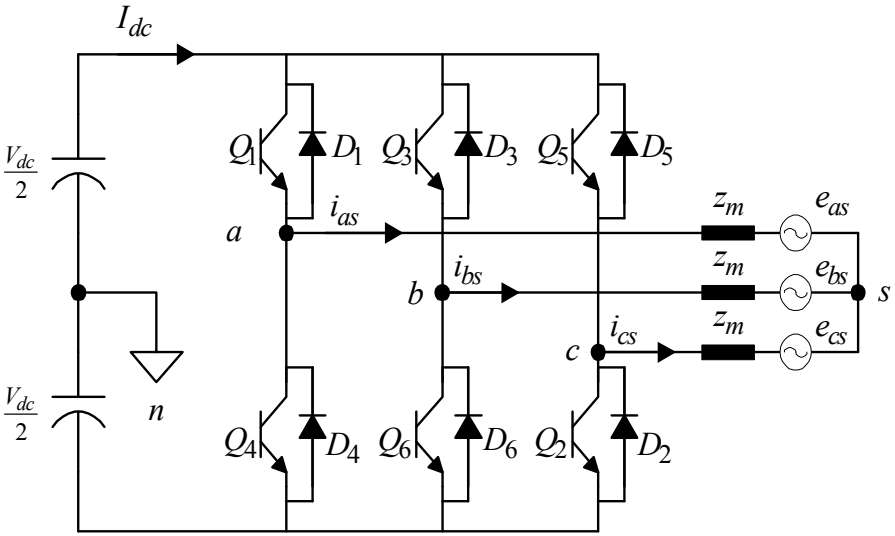


Fig. 3.12 Phase voltage shape inverter

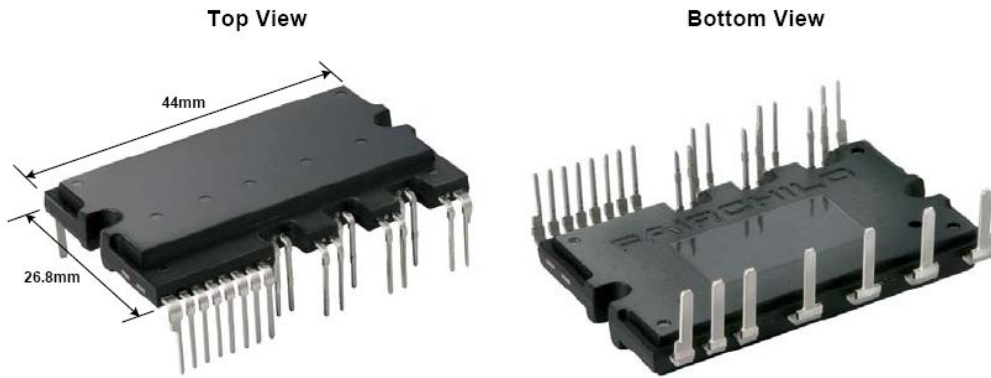


Fig. 3.13 Layout shape of FSB5CH60B

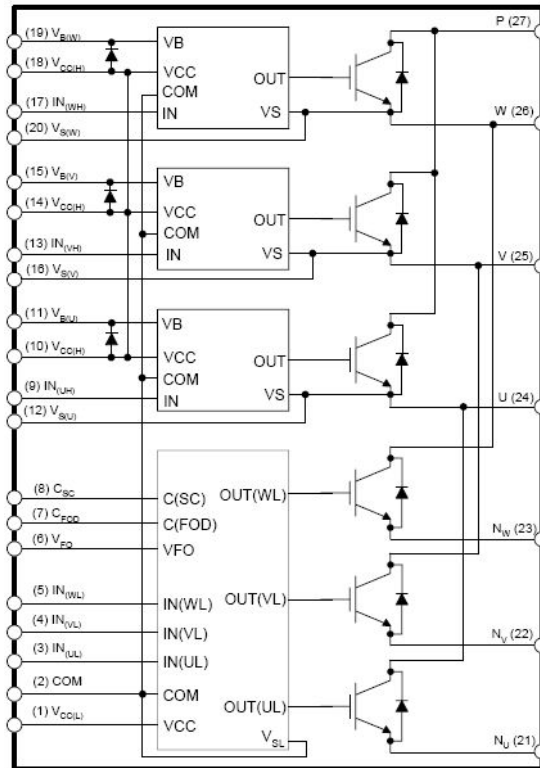


Fig. 3.14 The inside of FSB5CH60B

3.2.2 BLDC 모터의 제어부와 구동부

Figs. 3.15~3.30에서와 같이 모터 드라이브의 구성은 크게 제어부와 구동부 그리고 전원 공급 부분을 나누어진다. 구동을 위한 제어부로는 마이크로프로세서이고, Fig. 3.15는 BLDC의 통신모듈 회로도를 나타내며, 그에 따른 회전위치의 센서 및 전류센서의 입력 회로도는 Figs. 3.16~3.17과 같다. Figs. 3.18~3.21과 같이 마이크로프로세서와 게이트 드라이브는 PCB로 설계하여 제작하였다.

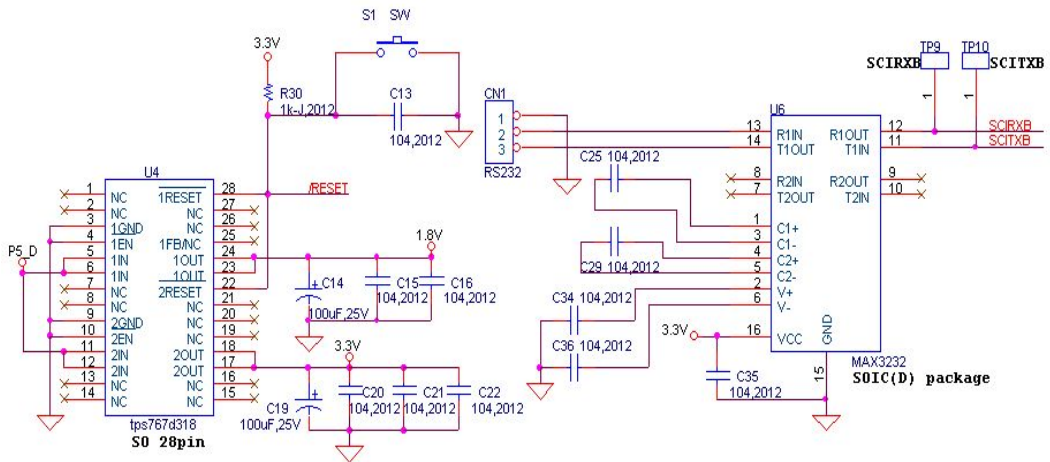


Fig. 3.15 Communication module circuit developed

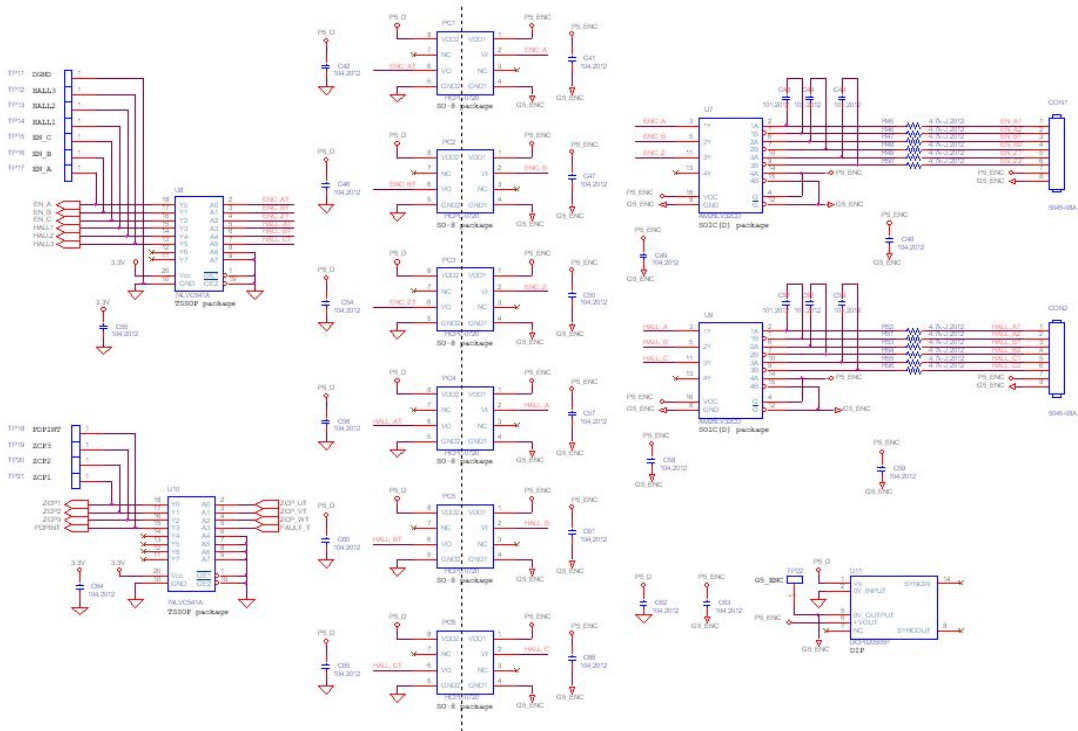


Fig. 3.16 Rotator position sensor input module

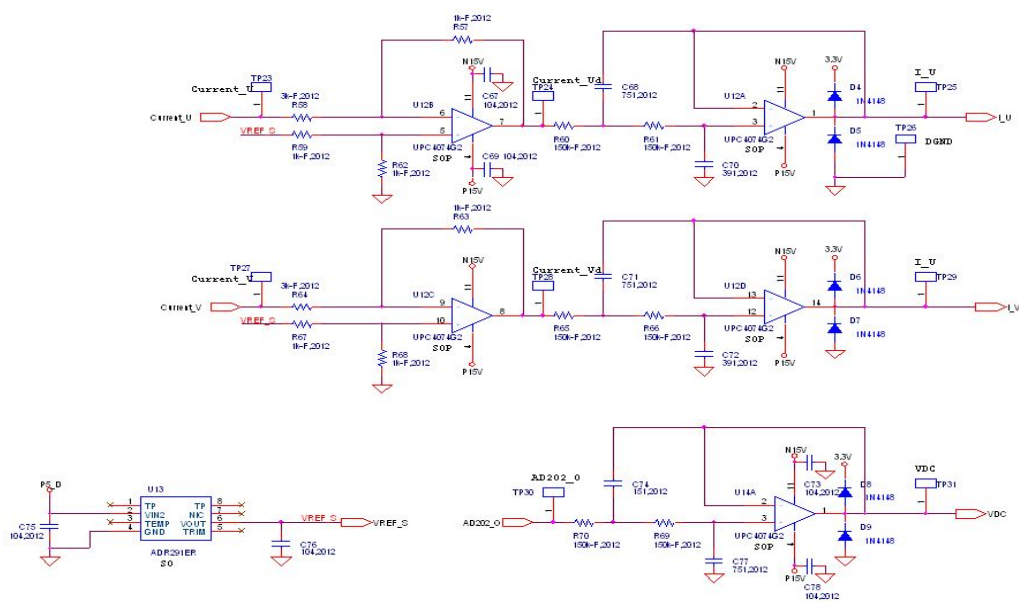


Fig. 3.17 Current sensor input module

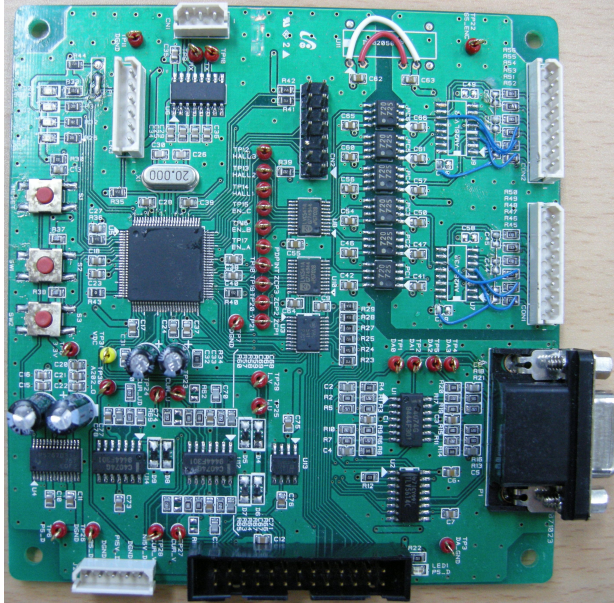


Fig. 3.20 Control board PCB (Top)

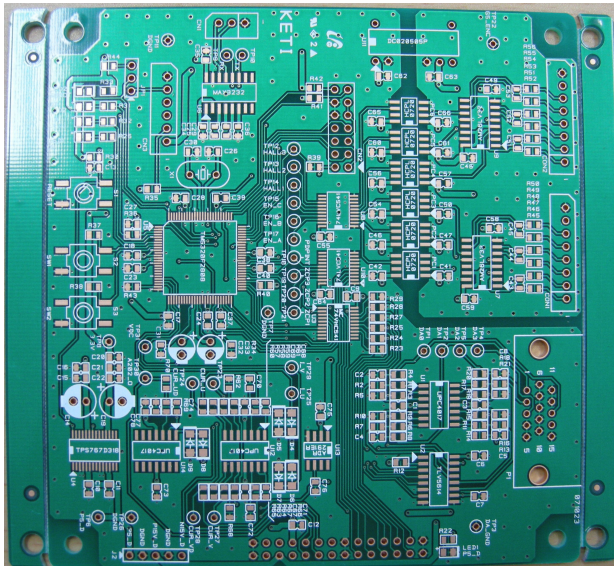


Fig. 3.21 Control board PCB (Bottom)

구동부로는 게이트 드라이브부분 그리고 이들 각 부분 동작을 위한 전원 공급 부분 및 각 상의 전류 신호 검출을 위한 전류 센서로 구성하였다. DC 전압을 검출 및 제어 전원, 신호 검출에 대한 회로도에는 Figs. 3.22~3.24와 같으며, SPM 모듈 연결 및 상전류 검출 회로도 및 검열 회로도는 Figs. 3.25~3.26이다. 구동부에 대한 상하부 PCB를 Figs. 3.27~3.28과 같이 설계하였으며, 제작이 완료된 구동부는 Fig. 3.29로 나타냈다. 제어부와 구동부를 연결하여 제작된 BLDC 모터의 제어부는 Fig. 3.30과 같다.

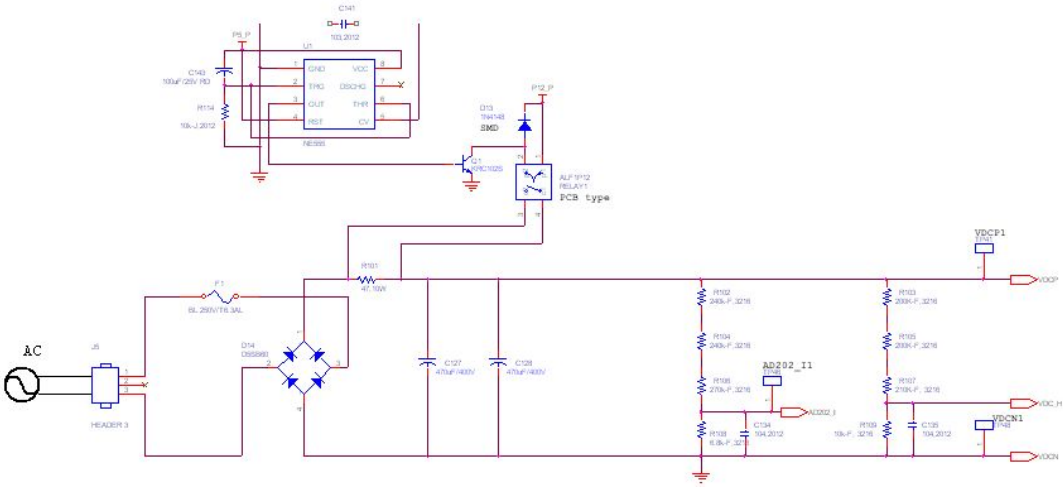


Fig. 3.22 DC link voltage detection module

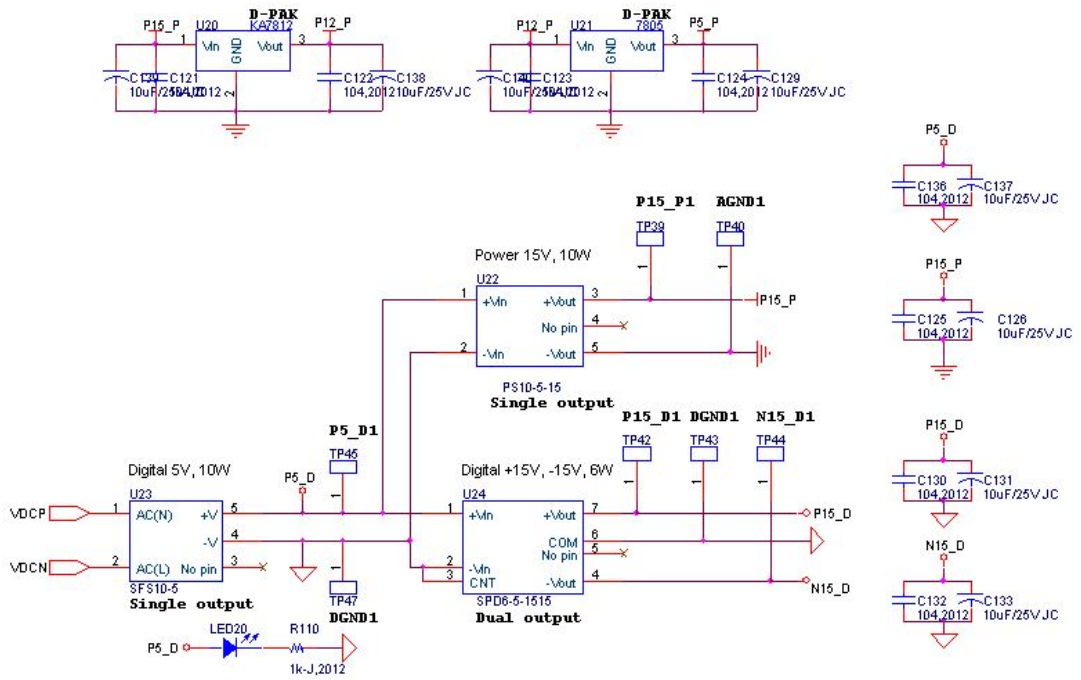


Fig. 3.23 Control power supply module

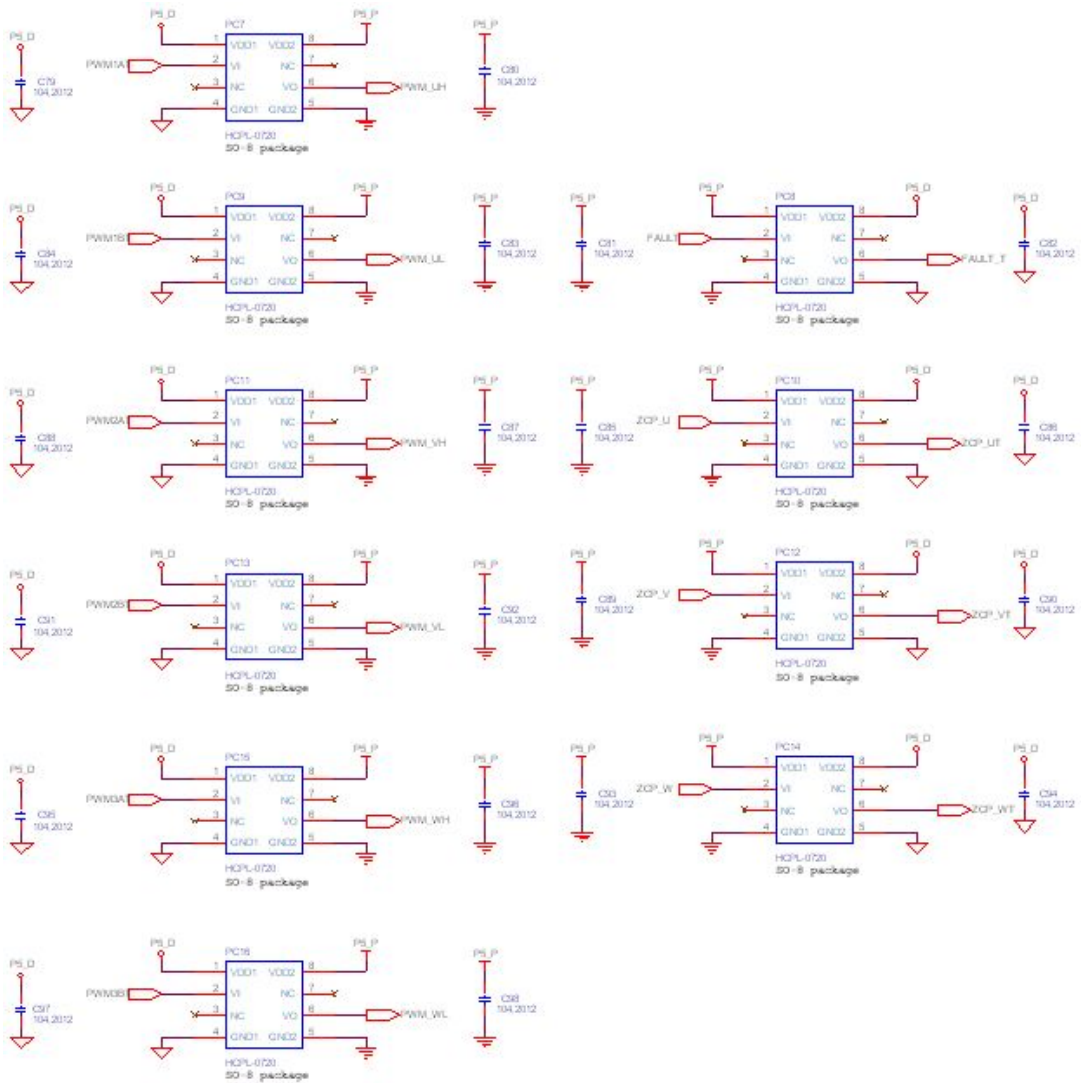


Fig. 3.24 Signal insurant for photocopier module

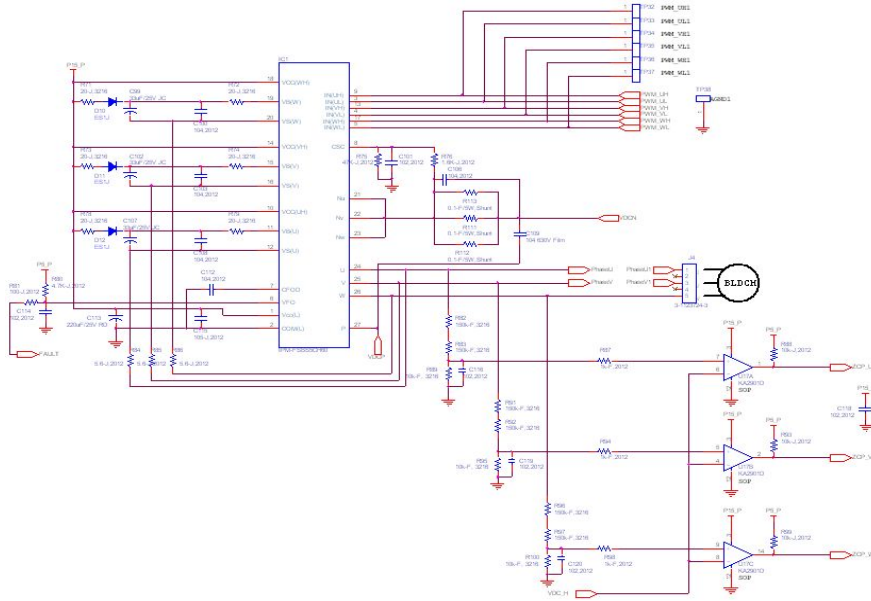


Fig. 3.25 SPM module connection and phase current detection circuit module

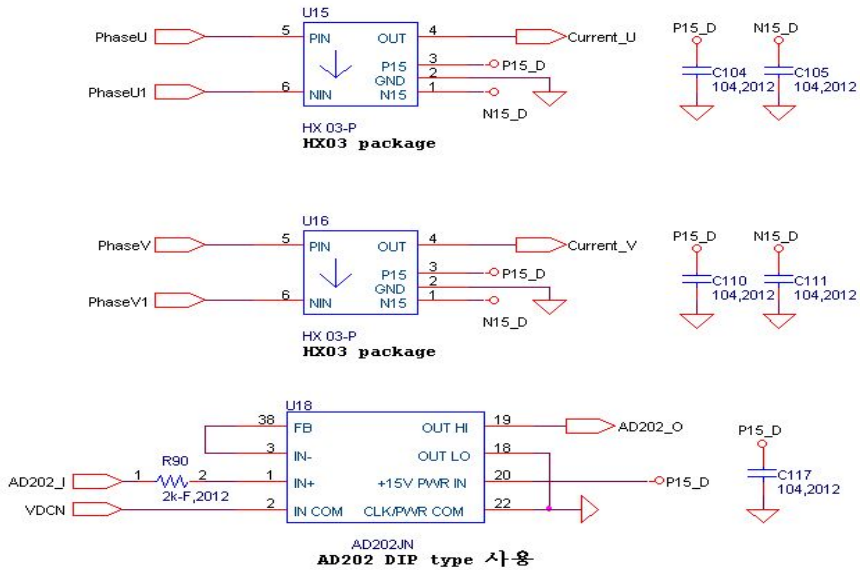


Fig. 3.26 Current sensor circuit module

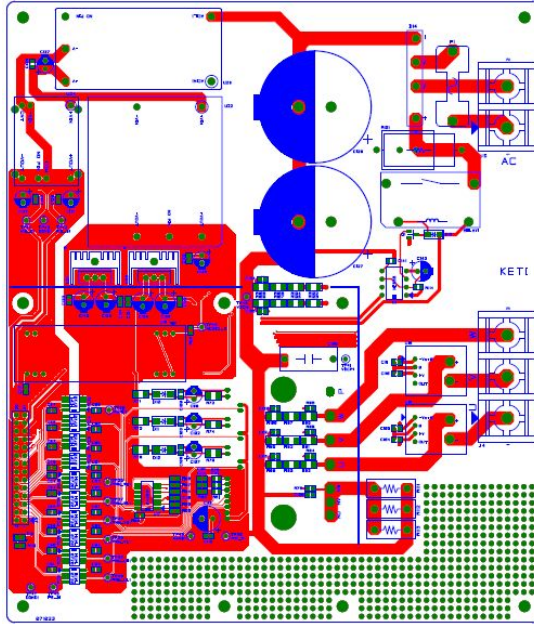


Fig. 3.27 Power board PCB (Top)

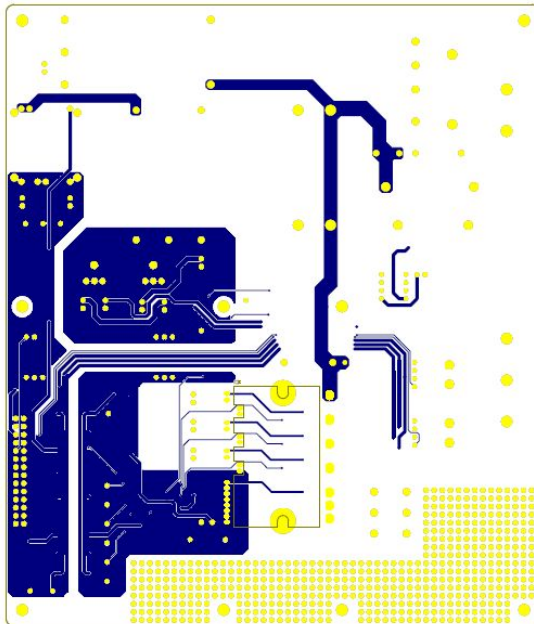


Fig. 3.28 Power board PCB (Bottom)

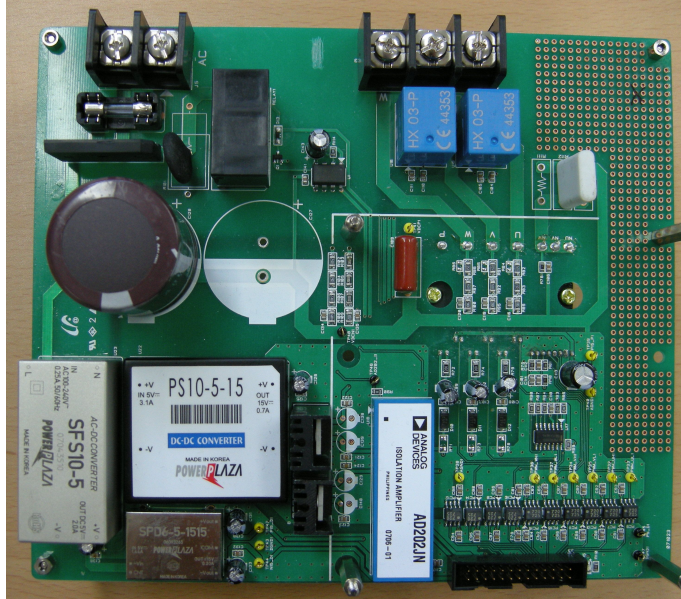


Fig. 3.29 Power board PCB

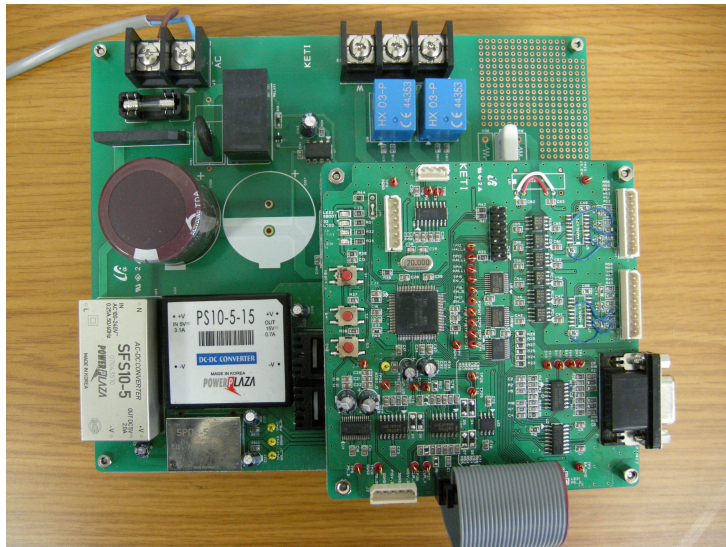


Fig. 3.30 BLDC controller

제 4장 해석

4.1 PSIM프로그램을 이용한 제어기 시뮬레이션

PSIM 프로그램을 이용하여 BLDC 모터 제어 시뮬레이션을 구현하기 위하여 C++ 언어를 이용하여 제어 알고리즘을 구현하였다. PSIM의 드라이브 모듈은 스위칭 소자, 전압, 전류 센서, 회전자의 위치 및 각속도 측정 센서와 모터의 부하를 측정할 수 있다. C++언어를 이용하여 PSIM 프로그램을 통해 BLDC 모터 제어 알고리즘을 구현하였으며, DLL 소스를 프로그램하여 부록에 나타냈다.

BLDC 모터 제어는 Fig. 4.1과 같이 조작부부터 모터까지의 순서를 나타내며, U/I는 조작부로서 사용자의 입력을 받는 부분으로 Controller가 모터의 속도, 전로 및 위치를 피드백 받아서 제어를 수행한다. Gate driver는 Power device의 On/Off의 기능으로, Power device는 주전원에서 모터에 전압을 인가한다.

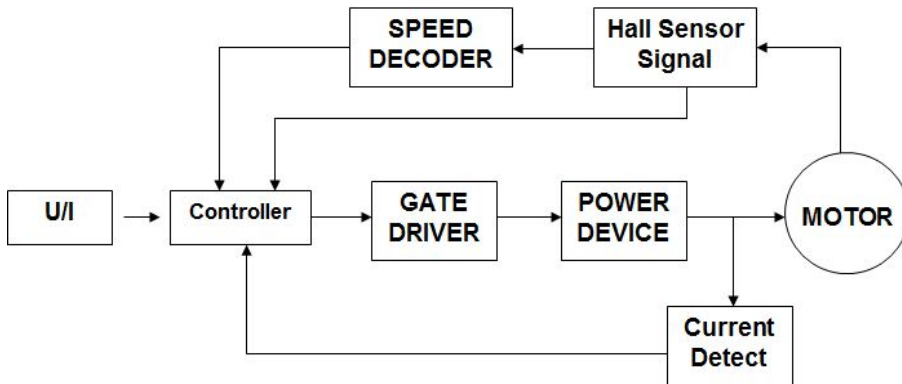


Fig. 4.1 Flow chart of the BLDC motor controller

가. Hall 센서를 이용한 BLDC 모터 제어 시뮬레이션

PSIM 프로그램의 Motor Drive Module에서 제공하는 BLDC 모터 모델은 3상 Y결선 구조로, 모터의 3상 입력 단자 및 중성점 단자, 기계적인 부하를 연결하기 위한 단자와 3개의 홀센서 출력단자로 구성되어 있다. BLDC 모터 모델의 고정자 권선의 저항과 인덕턴스, 역기전력 상수, 극수 및 관성과 기계적인 시정수 등의 제정수를 입력한 결과 PSIM 프로그램에서 제공하는 BLDC 모터 모델의 역기전력 파형은 이상적인 사다리꼴 형태를 가진다.

PSIM 프로그램을 통해 Hall 센서를 이용한 BLDC 모터 제어 시뮬레이션 구현된 3상 전류 및 출력 파형 결과를 토대로 Fig. 4.2와 같은 결과를 얻을 수 있었다.

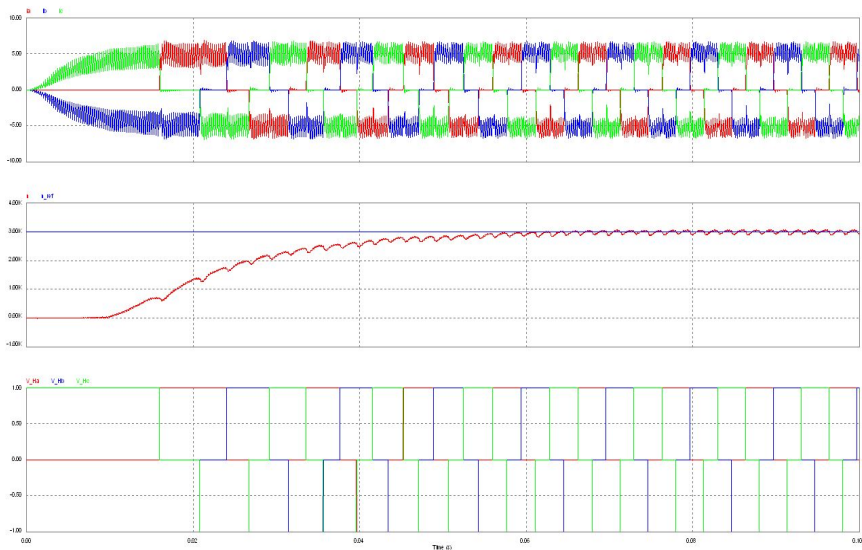
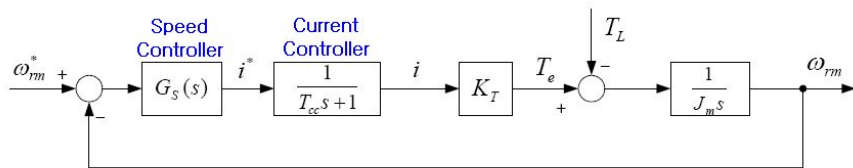


Fig. 4.2 Simulated results for speed control

나. BLDC 속도 제어 시뮬레이션

PSIM 프로그램의 라이브러리에서 제공되는 BLDC 모터 블록 및 DLL 블록을 이용하여 속도 제어 시뮬레이션을 수행하였다. 속도 제어 알고리즘 설계는 Fig. 4.3이며, 그 결과인 PSIM을 이용한 BLDC 모터의 속도 제어 시뮬레이션을 Fig. 4.4와 같다. BLDC 모터의 속도 제어를 PSIM으로 구현하여 적분기, 비례 블록, 제한 블록 등을 이용하여 PI제어기를 구성하였고, PSIM의 Subcircuit을 활용하여 Out-going phase unipolar PWM 블록을 단순화하였다. 참고로 Subcircuit을 활용하면 PI 제어기, PWM 등 모터 제어에 일반적으로 사용되는 기능을 표준화할 수 있다.

시뮬레이션 구현된 3상 전류 및 속도에 대한 출력 파형은 Fig. 4.5와 같은 결과를 얻을 수 있었다.



$$G_s(s) = K_{sp} + \frac{K_{si}}{s}$$

Open loop transfer function of the speed control system

$$G_{sc}^o(s) = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s} \right) \cdot \frac{1}{T_{cc}s + 1} \cdot \frac{K_T}{J_m s}$$

Open loop transfer function can be simplified as following:

$$G_{sc}^o(s) \approx K_{sp} \cdot \frac{K_T}{J_m s} \quad \leftarrow \quad G_{cc}^c(s) \approx 1 \quad G_s(s) \approx K_{sp}$$

Fig. 4.3 Speed control algorithm for simulation

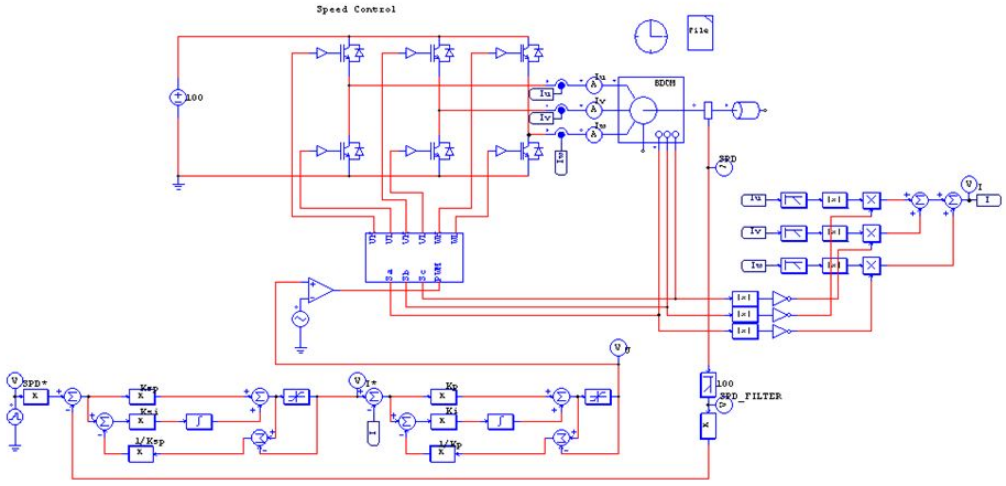


Fig. 4.4 Speed control simulation circuit diagram

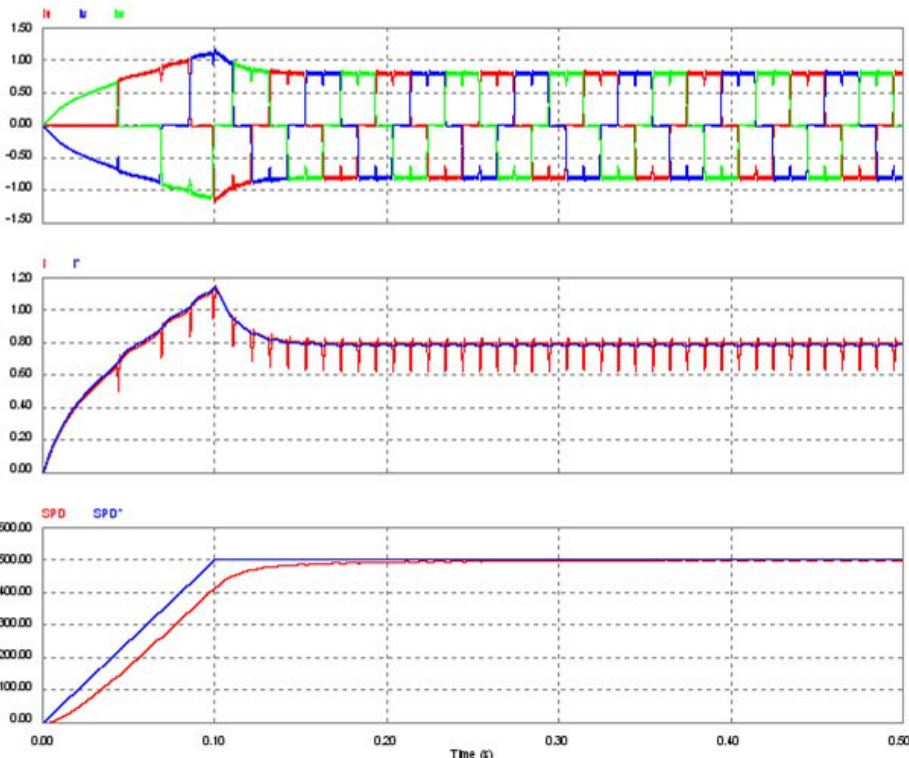


Fig. 4.5 Simulation results for speed control

4.2 유한 요소법을 이용한 BLDC 모터의 해석

4.2.1 전자장 지배방정식

변위전류와 유도전류를 무시할 수 있는 전자계에서 성립하는 맥스웰 방정식과 그 보조방정식은 아래와 같다.

$$\nabla \times H = J \quad (4.1)$$

$$B = \mu_0 (H + M) \quad (4.2)$$

$$B = \nabla \times A \quad (4.3)$$

여기서 μ_0 는 진공에서의 투자율(permeability), A 는 자기 벡터 포텐셜이다. 비선형 현상이 없는 문제에서 자화량은 자화율 χ 로서

$$M' = \chi H \quad (4.4)$$

와 같이 표현되지만 해석 영역 내에 비선형 특성을 갖는 매질이 포함되어 이쓴 경우의 자화량은 자계의 세기나 자속밀도에 관한 단순한 식으로 표현되지 않으므로 미지수로 남겨두어야 한다. 일반적으로 자화량 M' 은 외부의 자계가 제거되면 사라지는 가역항(reversible component: χH)과 외부의 자계가 제거되어도 사라지지 않고 자발자화 특성을 갖는 비가역항(irreversible component : M)의 합으로 나타낼 수 있다.

$$M' = \chi H + M \quad (4.5)$$

식 (4.5)을 식 (4.2)에 대입하면

$$H = \nu B - M \quad (4.6)$$

와 같은 식을 얻는다. 여기서 $\nu = 1/\mu$, $\mu = \mu_0\mu_r$, $\mu_r = 1 + \chi$ 이다. 이것을 식 (4.1), (4.3)을 이용하여 식 (4.6)의 관계로부터

$$\nabla \times (\nu \nabla \times A) = J + \nabla \times M \quad (4.7)$$

회전에 의한 벡터 관계식과 Coulomb 게이지로부터 식 (4.7)과 같은 지배방정식을 얻는다.

$$-(\nabla \cdot \nu \nabla)A = J + \nabla \times M \quad (4.8)$$

해석영역을 경계조건에 따라 다르게 해석하게 되며, 경계면에서의 자계의 성분을 고려하여 경계조건을 만족시키면 한번 미분 가능한 가중함수 W 를 식 (4.8)에 곱한 후 전체 영역에서 적분하면 아래와 같은 식을 얻는다.

$$\int_{\Omega} W \{ (\nabla \cdot \nu \nabla)A + J + \nabla \times M \} d\Omega = 0 \quad (4.9)$$

Green 정리와 경계조건으로부터

$$\int_{\Omega} (-\nu \nabla W \nabla \times A + W J - \nabla W \times M) d\Omega = 0 \quad (4.10)$$

를 얻는다⁽⁶³⁾.

4.2.2 Maxwell stress tensor을 이용한 토크계산

전자력 밀도 f 는 전류밀도 J 와 자속밀도 B 에 의하여 다음과 같이 표시된다.

$$f = J \times B \quad (4.11)$$

Maxwell 방정식을 이용하면 식 (4.11)은

$$f = (\nabla \times H) \times B = \frac{1}{\mu_0} (\nabla \times B) \times B \quad (4.12)$$

가 된다. 따라서 체적 V 인 물체에 작용하는 총 전자력은

$$f = \int_V f dv = \int_V \frac{1}{\mu_0} (\nabla \times B) \times B dv \quad (4.13)$$

로 된다. 그런데 식 (4.13)는 surface stress P 에 의해 물체를 포함하는 임의의 표면에 대한 면적분으로 바꿀 수 있다. 벡터등식

$$(\nabla \times B) \times B = (B \cdot \nabla) - \frac{1}{2} \nabla B^2 \quad (4.14)$$

를 이용하면

$$f = \frac{1}{\mu_0} \left[\int_V (B \cdot \nabla) B dv - \int_S \frac{1}{2} \nabla B^2 \hat{n} ds \right] \quad (4.15)$$

가 된다. 여기서 S 는 체적 V 의 표면적이고 \hat{n} 은 표면적 S 의 단위의향벡터이다.

$$(B \cdot \nabla)B = (B \cdot \nabla)B_x \hat{x} + (B \cdot \nabla)B_y \hat{y} + (B \cdot \nabla)B_z \hat{z} \quad (4.16)$$

이다. 또

$$\nabla \cdot (B_x B) = (B \cdot \nabla)B_x + B_x (\nabla \cdot B) \quad (4.17)$$

이며, $\nabla \cdot B = 0$ 이기 때문에

$$f = \int_S \frac{1}{\mu_0} \left[(B \cdot \hat{n})B - \frac{1}{2} \nabla B^2 \hat{n} \right] ds \quad (4.18)$$

가 된다. 식 (4.18)은

$$F = \int_S P ds \quad (4.19)$$

와 같이 쓸 수 있고, 여기서

$$P = \frac{1}{\mu_0} \left[(B \cdot \hat{n})B - \frac{1}{2} \nabla B^2 \hat{n} \right] \quad (4.20)$$

이며, Maxwell stress tensor로 부른다.

2차원 문제는 유한요소법으로 힘을 계산하기 위해서 m 개의 요소를 나눈 다음 요소의 면적을 S 라 하고, 각 요소에서의 힘을 F^e 라 하면

$$F = \sum_{e=1}^m F^e \quad (4.21)$$

이고, 여기서 m 은 표면 S 와 교차하는 요소의 수이다. 한 요소에서의 힘 F^e 는

$$F^e = \int_{\Delta S} P ds = P \Delta S = P \Delta Cl \quad (4.22)$$

이고, 여기서 ΔC 는 표면 S 가 요소 e 를 자르는 길이고, l 은 z 축 방향의 길이이다. F^e 의 x 성분 및 y 성분 F_x^e 와 F_y^e 는

$$F_x^e = \frac{\Delta Cl}{2\mu_0} [(B_x^2 - B_y^2)n_x = 2n_y B_x B_y] \quad (4.23)$$

$$F_y^e = \frac{\Delta Cl}{2\mu_0} [(B_x^2 - B_y^2)n_y = 2n_x B_x B_y] \quad (4.24)$$

이다. 여기서 토크는 식 (4.25)로 구할 수 있다⁽⁶³⁾.

$$\vec{T} = \vec{r} \times \vec{F} \quad (4.25)$$

4.2.3 Maxwell 방정식 및 경계조건

해석을 위하여 전기장과 관련된 맥스웰 방정식을 정리하면 다음과 같다.

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho, \quad \oint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = Q = \int_v \rho dv \quad (4.26)$$

어떤 임의의 폐곡면을 통과하는 전속은 이 폐곡면 내부에 존재하는 전체 전하량과 같다. 가우스의 법칙과 발산정리를 이용하면 전기장에 대한 맥스웰의 방정식이 유도된다.

$$\nabla \times \vec{E} = 0, \quad \oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = 0 \quad (4.27)$$

단위 전하를 임의의 폐경로를 따라 일주시킬 때 필요한 일은 0이다.

$$\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = 0 \quad (4.28)$$

다음으로 자기장과 관련된 맥스웰 방정식을 정리하면 다음 식 (4.29)와 같다.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j}, \quad \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_s \vec{j} \cdot d\vec{s} = I \quad (4.29)$$

자기장에 대한 가우스(Gauss)의 법칙에서 자속선은 항상 폐곡선을 형성하며 점 전하와 같이 형태의 독립된 자하가 존재하지 않는다.

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0, \quad \oint_s \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (4.30)$$

$$\oint_s \vec{D} \cdot d\vec{s} = Q \quad (4.31)$$

$$\int_v (\nabla \cdot \vec{D}) dv = \int_v \rho dv \quad (4.32)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (4.33)$$

식 (4.29)는 비오-사바르(Biot-Savart)의 법칙의 미분형인 미소전류를 구현할 수 없으므로 실험적인 확인 불가능하지만 다음 식 (4.34)와 같이 표현된다.

$$d\vec{H} = \frac{I d\vec{l} \times \hat{a}_R}{4\pi R^2} \quad (4.34)$$

그러나 다음과 같은 Biot-Savart의 법칙의 적분량은 실험적으로 증명이 가능하다.

$$\vec{H} = \oint_l \frac{I d\vec{l} \times \hat{a}_R}{4\pi R^2} \quad (4.35)$$

암페어(Ampere)의 주회법칙은 임의의 폐경로 위에서 자속 벡터 \vec{H} 에 대한 선적분은 폐경로 내부를 통과하는 전류의 크기와 같다. 이 법칙은 Biot-Savart의 법칙으로 부터 유도 가능하다.

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad (4.36)$$

폐경로가 x-y평면에 평행하게 놓일 경우, z방향의 전류밀도의 크기는 다음 식 (4.37)과 같다.

$$\text{Lim}_{dx, dy \rightarrow 0} \frac{\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}}{dxdy} \cong \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \cong J_z \quad (4.37)$$

폐경로가 y-z평면에 평행하게 놓일 경우, x방향의 전류밀도의 크기는 다음 식 (4.38)과 같다.

$$\text{Lim}_{dy, dz \rightarrow 0} \frac{\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}}{dydz} \cong \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \cong J_x \quad (4.38)$$

폐경로가 z-x평면에 평행하게 놓일 경우, y방향의 전류밀도의 크기는 다음 식 (4.39)과 같다.

$$\text{Lim}_{dz, dx \rightarrow 0} \frac{\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}}{dzdx} \cong \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \cong J_y \quad (4.39)$$

스토크스(Stokes) 정리를 이용하여 정리하면, 다음 식 (4.40)과 같다.

$$\begin{aligned} \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} &= \int_s (\nabla \times \vec{H}) \cdot d\vec{s} \\ \oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = I &= \int_s \vec{J} \cdot d\vec{s} = \int_s (J_x \hat{a}_x + J_y \hat{a}_y + J_z \hat{a}_z) \cdot d\vec{s} \\ \nabla \times \vec{H} = \vec{J} &= J_x \hat{a}_x + J_y \hat{a}_y + J_z \hat{a}_z \end{aligned} \quad (4.40)$$

전기장에서의 경계조건은 Fig. 4.6과 같이 나타낸다.

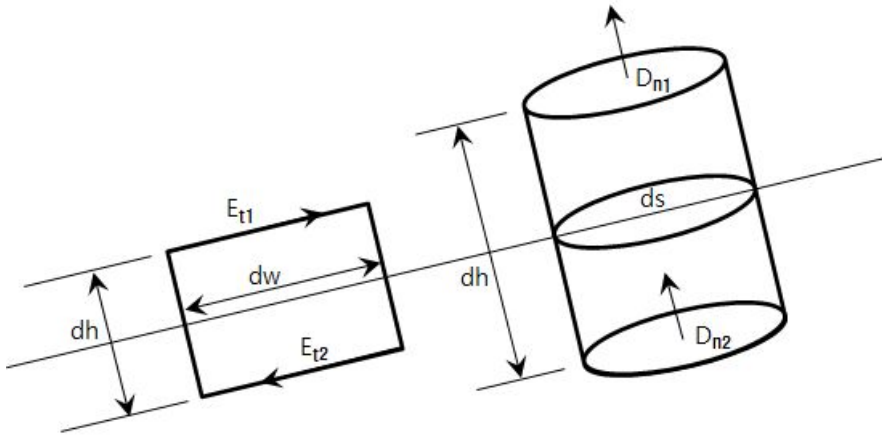


Fig. 4.6 Boundary condition of electric field (ϵ)

경계면에서의 연속조건을 정리하기 위하여 높이 dh 를 0으로 만드는 극한 $\lim_{dh \rightarrow 0}$ 을 적용하면서 회전정리와 발산정리를 적용하면 다음 식 (4.41)과 같이 경계조건이 정리된다.

$$\begin{aligned}
 \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} &= 0 & \oint_s \vec{D} \cdot d\vec{s} &= 0 & (4.41) \\
 E_{t1}dw - E_{t2}dw &= 0 & D_{n1}ds - D_{n2}ds &= \rho ds \\
 E_{t1} &= E_{t2} & D_{n1} &= E_{N2}
 \end{aligned}$$

자기장에서의 경계조건은 Fig. 4.7과 같다.

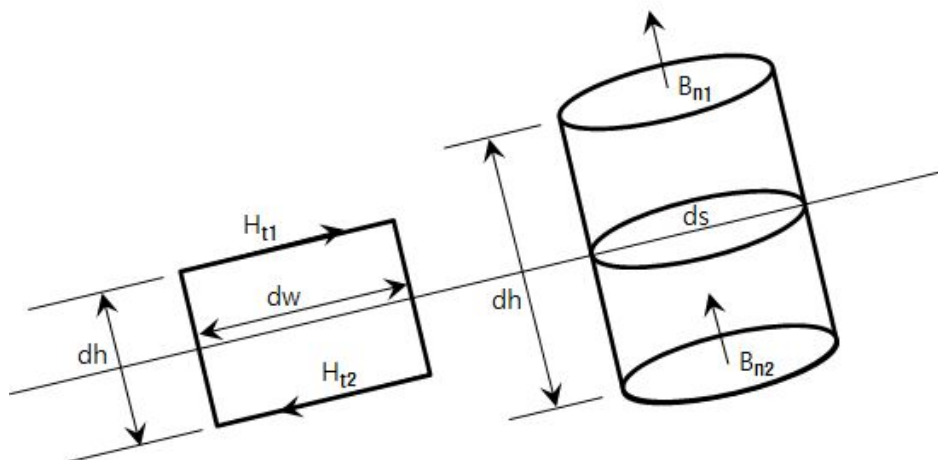


Fig. 4.7 Boundary condition of magnetic field (μ)

전기장의 경우와 동일한 방법으로 높이 dh 를 0으로 만드는 극한 $\lim_{dh \rightarrow 0}$ 을 적용하면서 회전정리와 발산정리를 적용하면 다음 식 (4.42)과 같이 경계조건이 정리된다.

$$\begin{aligned}
 \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} &= I & \oint_s \vec{B} \cdot d\vec{s} &= 0 & (4.42) \\
 E_{t1}d\omega - E_{t2}d\omega &= Kd\omega & B_{n1}ds - B_{n2}ds &= 0 \\
 H_{t1} = H_{t2} &= K & B_{n1} &= B_{n2}
 \end{aligned}$$

4.2.4 BLDC 모터의 해석 결과

자기 등가 회로법에 의한 설계 후 상세 해석은 Maxwell 2.0 프로그램에 의한 유한 요소법으로 검토하였으며, 모터의 해석 설계 프로그램은 유한요소 해석을 위한 데이터 파일을 출력하고 유한요소 해석 시스템을 자동 호출하도록 되어 있고, 유한 요소 해석 도구에서 추가적인 작업을 통해 상세 해석을 실시하였다.

Figs. 4.8~4.10은 모터의 해석을 위한 해석 조건 범위를 stator의 1/3 크기로 나타내는 그림이다. 구속조건을 사용할 때 절점간의 상대변위와 응력이 크게 발생하지 않도록 Fig. 4.8과 같이 경계조건 및 하중을 주기 위한 절점을 Master node로 설정하였으며, 변위구속과 하중이 적용되지 않게 Fig. 4.9와 같이 Slave node로 경계조건을 부여하였다. 또한 자기장에 대하여 정의되는 위치함수인 벡터 퍼텐셜 (Vector Potential)을 Fig. 4.10과 같이 경계조건을 설정하였다. 또한, Table 4.1은 본 해석 조건에서 사용된 시험편의 물성치이다.

Table 4.1 Material property of Nd-Fe-b magnetic

(wt.%)

Nd	Fe	B	Dy	etc(Al)
28	67.42	1.08	2.8	0.8

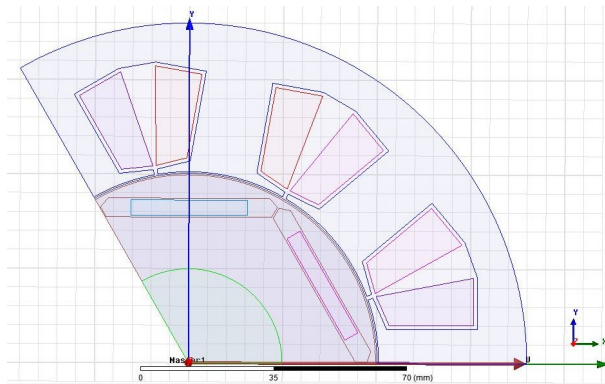


Fig. 4.8 Master of boundaries of BLDC motor

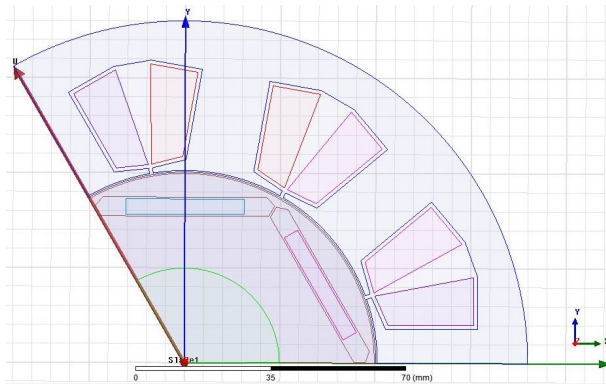


Fig. 4.9 Slave of boundaries of BLDC motor

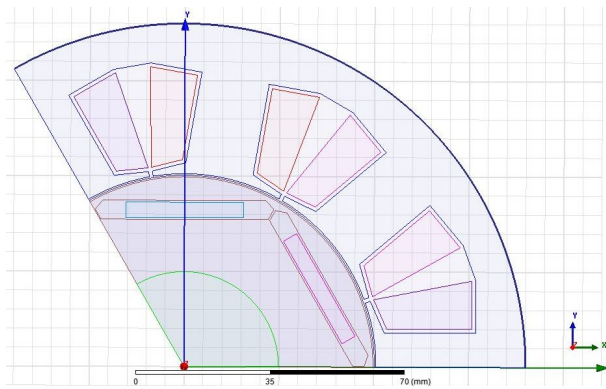


Fig. 4.10 Vector Potential of boundaries of BLDC motor

Fig. 4.11은 유한요소 해석 방법에 따라 모델링 1/6 메쉬 설정 결과를 보여주고 있으며, Elements 8000개, Nodes 120,000개 이다. Fig. 4.12는 자력분포 해석 결과를 보여주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 자력분포 최대값이 1.8831E-002로 양호한 상태를 보였다.

Figs. 4.13~4.14에서와 같이 자속 밀도로 최대 2.0654 B(T)를 보여주고 있어 모터설계에 있어서 양호한 상태를 보여주고 있다.

전체적으로 자속 밀도가 포화되지 않고 고정자 및 회전자에 분포 된 것을 확인할 수 있다. 자속밀도의 포화가 일어나면 더 이상 출력은 상승되지 않고 누설이 일어나면서 열이 발생하게 된다. 이런 현상이 발생하지 않도록 자속밀도가 포화되지 않도록 코어의 형상을 설계 하였다. 시뮬레이션의 조건은 설계 시 가혹조건인 85℃를 적용하였다. 목표사양에서 제시한 정격 부하인 3000rpm으로 회전을 하고 있는 상황에서의 시뮬레이션을 한 것이다. 따라서 스테터의 코일에 흐르는 전류의 양에 따라 코어에 분포되는 자속 밀도의 크기가 결정된다.

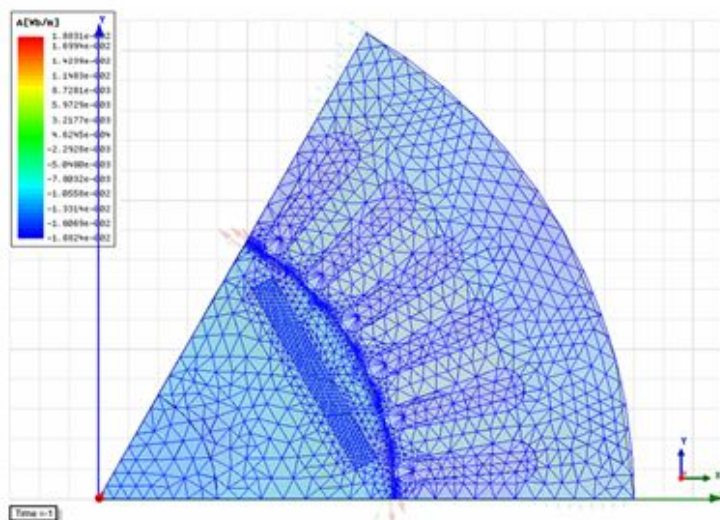


Fig. 4.11 Mesh of BLDC motor

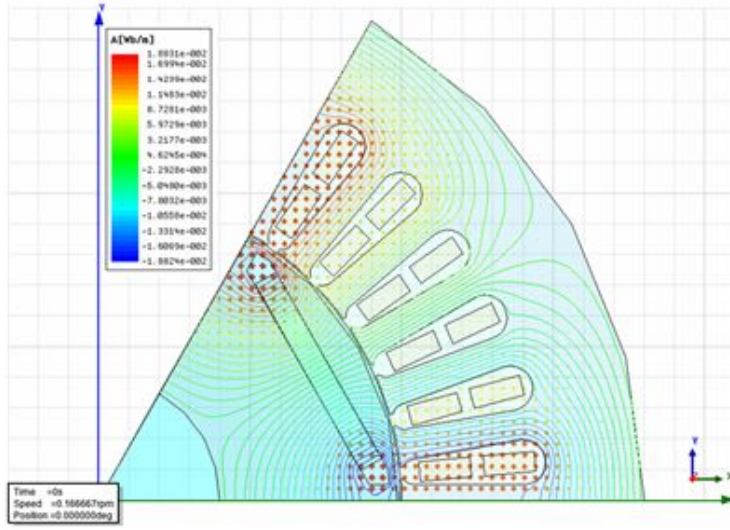


Fig. 4.12 Magnetic distributions of BLDC motor

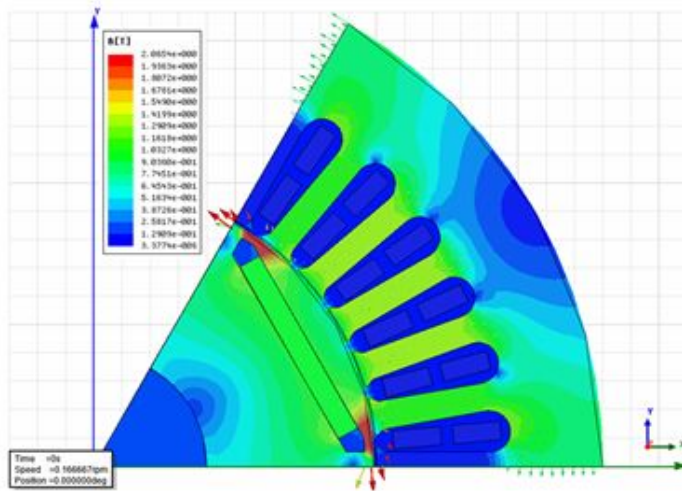


Fig. 4.13 Magnetic flux density distributions

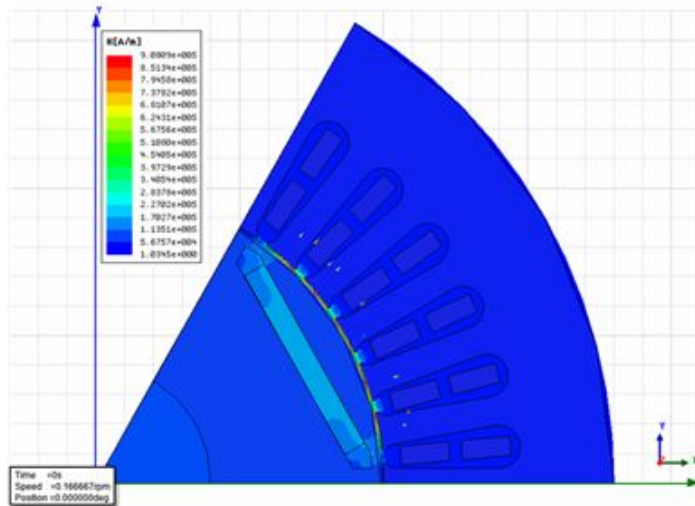


Fig. 4.14 Magnetic field power distributions

Fig. 4.15는 모터설계 해석 결과로 모터의 구조상 발생하는 토크로 고정자 슬롯과 회전자의 자석 분극에 의해서 주로 발생하게 되며, 고정자 권선에 전류를 인가하지 않은 상태에서 외부에서 회전자를 회전시켜 그때 나오는 토크를 측정하는 것이다. 그림에서와 같이 시뮬레이션 해석결과에서 알 수 있듯이 0~125Nm의 안정적인 범위를 알 수 있으며, 여기에서 모터의 최대 안전률을 고려하기 위하여 절반 수준인 65Nm의 토크를 적용하고자 하였다. 즉, 시뮬레이션 결과에서 같이 BLDC 모터의 효율 및 시스템의 구성 등의 전체적인 성능에서 정격사항에 도달할 수 있도록 하였다.

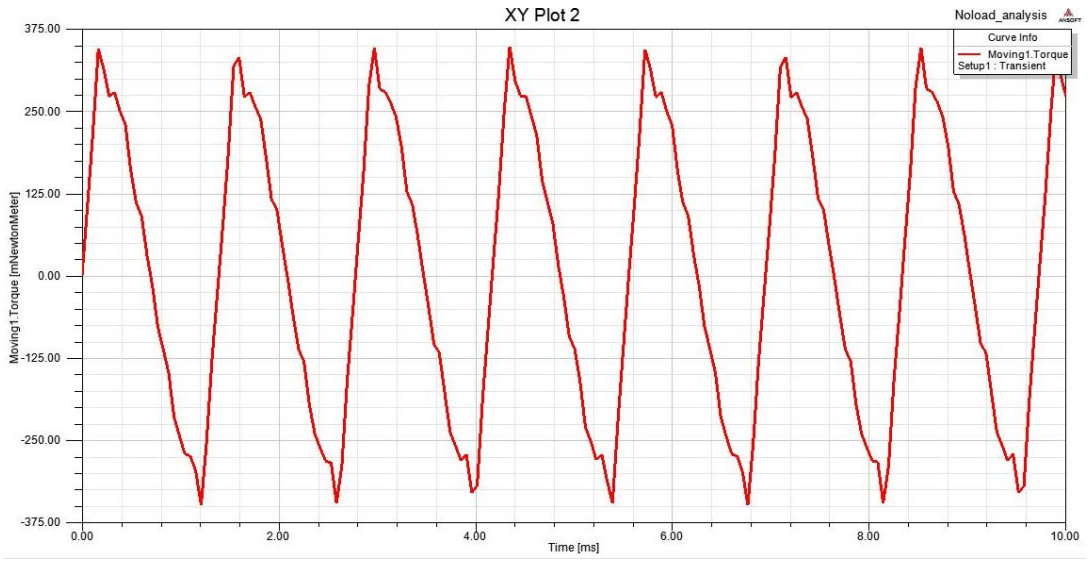


Fig. 4.15 Simulated results

제 5장 결과 및 고찰

5.1 분할형 분말성형 코어의 분석결과

5.1.1 BLDC 분말 성형법에 의한 코어의 성형밀도 측정

분말압축성형 코어를 제작하기 위하여 스테터를 분할 형식으로 제작하였으며, Fig. 5.1과 같이 분말압축 성형기 금형과 이를 이용한 코어 성형한 부품을 보여주고 있다. Fig. 5.1에 나타낸 바와 같이 조립된 Stator는 3장에서 3D 모델링된 코어를 바탕으로 제작하였으며, 제작된 분할형 성형 코어 부품 9개를 조립한 Stator는 Photo 5.1과 같다^(17~18). 조립과정에서 간극의 정밀도와 안정성을 유지하기 위하여 각 코어의 0.05mm 공극으로 가공하여 조립하였다.

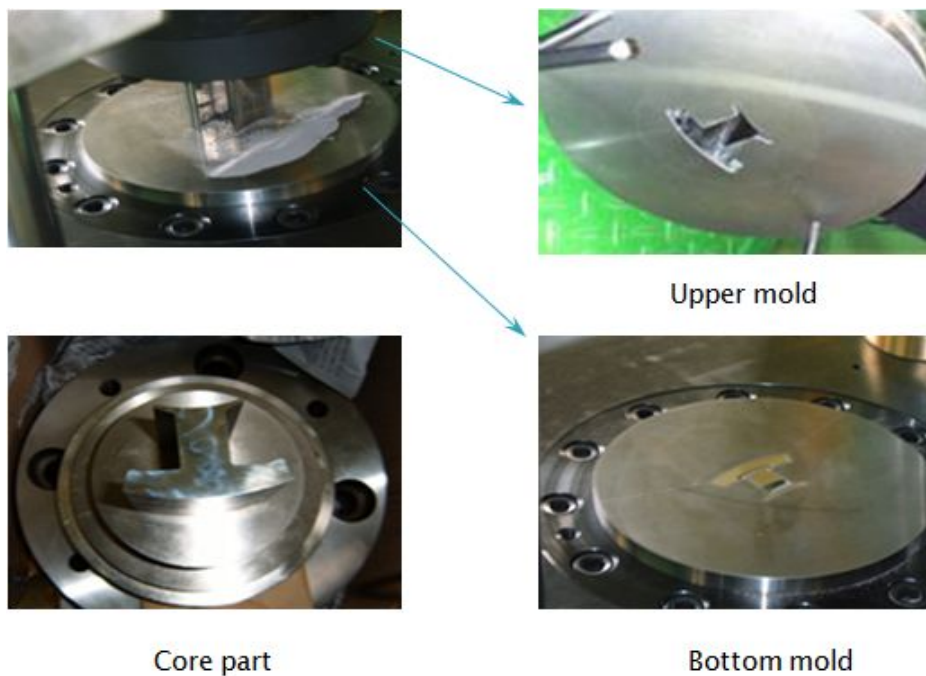


Fig. 5.1 The developed core parts

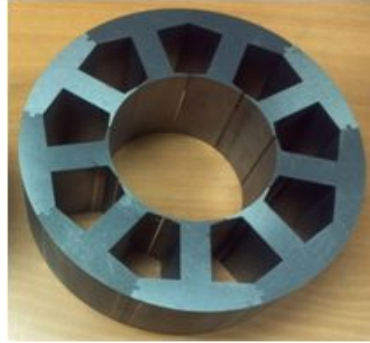


Photo 5.1 Assembled moulding parts for stator

성형밀도의 측정은 물질은 질량과 공간을 차지하고 있기 때문에 각 물질이 차지하는 일정한 부피 중에 포함되는 질량을 나타냄으로서 물질을 서로 비교하는 것이 가능하다. 물질의 밀도는 그 물질의 질량과 부피와의 비를 말하며, 단위는 g/cm^2 로 표시된다. Table 5.1은 샘플링한 BLDC 분말성형 코어를 시험편당 10회 총 100회를 실시하여 밀도 실험한 결과 값을 보여주고 있고, Fig. 5.2에서와 같이 측정오차 범위내에 밀도값이 측정되었으며, 희토류영구자석의 성형밀도 범위인 $7.0 \text{ g/cm}^2 \sim 7.5 \text{ g/cm}^2$ 에 충족함을 확인 할 수 있었다^(15~18).

Table 5.1 Density measurement of powder molding core part

Test specimen	Density (g/cm^2)
Core-1	7.11
Core-2	7.16
Core-3	7.27
Core-4	7.28
Core-5	7.33
Core-6	7.38
Core-7	7.37
Core-8	7.41
Core-9	7.44
Core-10	7.48

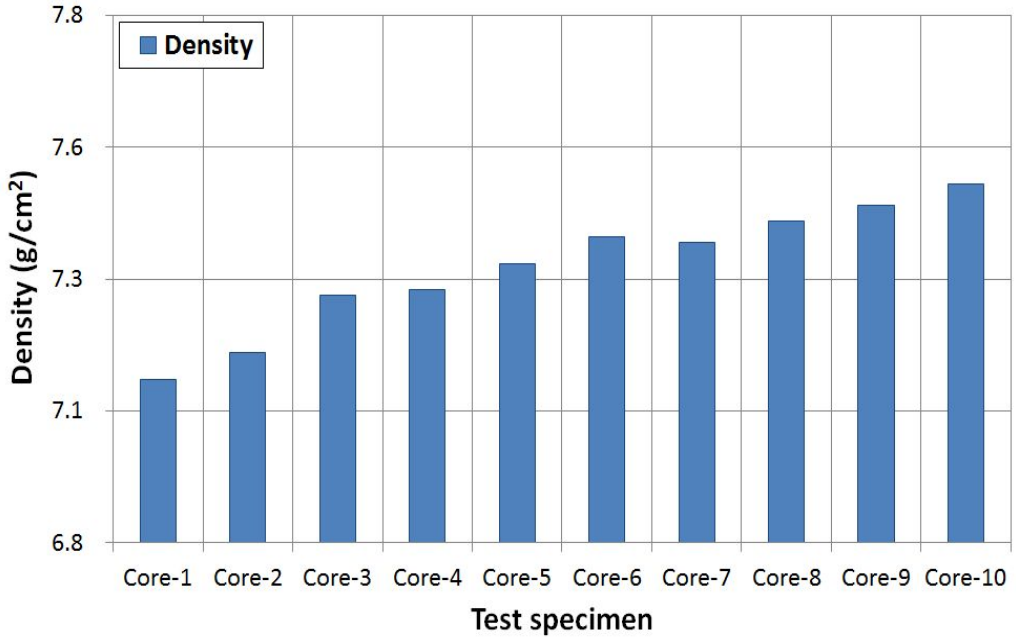


Fig. 5.2 Measurement results diagram to the density test

5.1.2 BLDC 분말 성형법에 의한 코어의 경도시험

Photo 5.2는 표면의 경도를 측정하기 위한 경도 시험(SEJIN Ltd. SJTB-013) 이다. 시험편에 압자가 50g의 하중을 10초 동안 유지한 후 압흔을 현미경으로 관찰하였으며, 같은 부위를 5회 실시하여 평균값을 측정하였다.

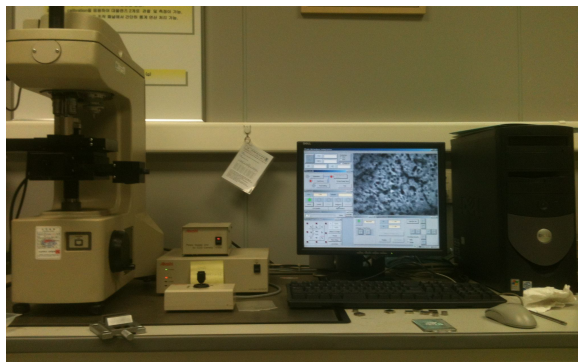


Photo 5.2 The specimens of vickers hardness

Photo 5.3에서 같이 분말성형 BLDC 코어 부품을 그림위치와 가까운 부위의 시험편을 채취하여 비커스경도(SEJIN Ltd. SJTB-013) 시험을 수행하였다^(15~16). Table 5.2과 같이 희토류 금속분말을 이용하여 제작한 시험편 각각 10회 총 100회를 실시하여 평균값을 나타냈다.



Photo 5.3 HV hardness test zone of core part

Table 5.2 Result of hardness test

Test specimen	Average of hardness (Hv)
Core-1	557
Core-2	562
Core-3	568
Core-4	570
Core-5	574
Core-6	576
Core-7	575
Core-8	576
Core-9	583
Core-10	584

회토류 금속분말을 이용하여 각각의 시험편 평균값을 측정한 결과 Hv값이 평균 557~584의 값을 얻었다. Fig. 4.11은 그 측정값을 도식화 한 것이다. 그림에서와 같이 성형밀도 측정실험에서와 같이 성형코어의 밀도가 좋은 시험편일수록 경도 측정값이 높았음을 알 수 있었으며, 일부 성형코어 시험편에서 밀도가 낮은 시험편이 경도값이 높게 나온 것은 실험상 오차 일 것으로 판단되며 오차값 범위 내에서 미소한 차이만 보였으며, 네오듦 자석의 데이터 값 범위에도 높게 측정되었음을 정확히 알 수 있었다.

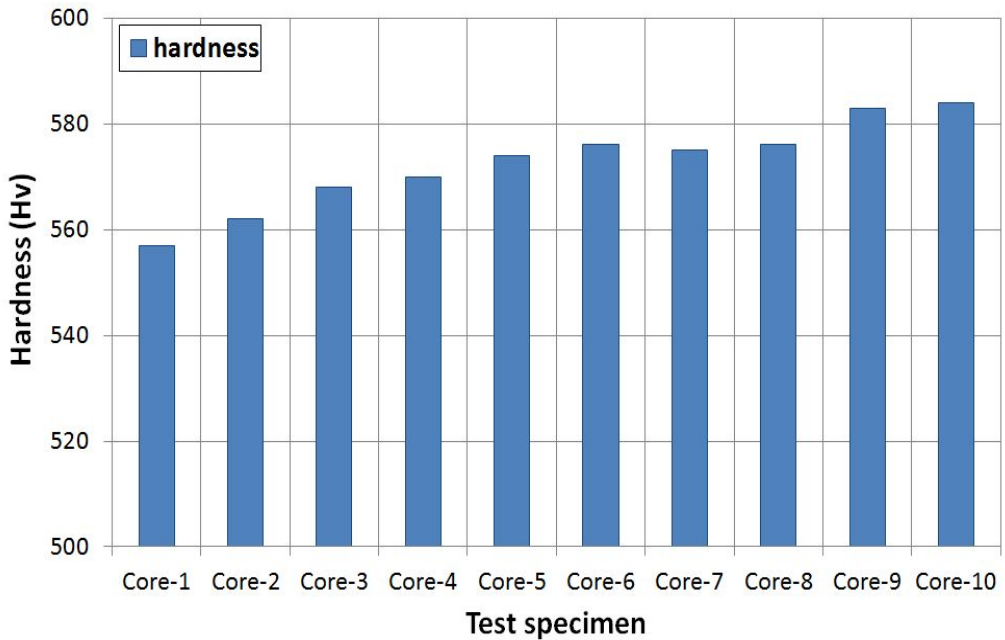


Fig. 5.3 Measurement results diagram of the hardness test

5.1.3 분말성형 코어의 잔류자속밀도 측정

잔류자속밀도를 포화 상태로 한 후 이 포화상태에서 자력을 완전히 제거했을 때의 자속 밀도를 측정하였다. 네오뮴 자속은 잔류자속밀도와 보자력 등이 다른 희토류금속보다 우수하지만 온도 특성이 너무 나빠서 온도변화에 의한 지속밀도의 하락이 심하고 최고 사용온도가 80~120℃를 벗어나지 못하며, 산화력이 강해 공기 중에 쉽게 산화하여 녹이 발생하는 단점이 있어 분말성형 시 잔류자속밀도가 최대치로 성형하고자 하였으며, 가혹조건 온도는 85℃로 하였다. Table 5.3과 Fig. 5.4는 분말성형 코어를 제작한 후 잔류자속밀도를 측정한 시험데이터이며, 측정된 잔류자속밀도가 다른 코어를 모터에 장착하여 모터의 효율의 상관관계를 보고자 하였으며, 이러한 검증을 위하여 잔류자속밀도가 우수한 분할 코어부품이 BLDC 모터의 성능효율 영향에 대하여 다이나모 테스트 시험을 통하여 검증하였다.

Table 5.3 Residual magnetic flux density results

Test specimen	Usual temp. (°C)	Maximum peak temp. (°C)	Br (gauss)
Core-1	80-120	200	10,300
Core-2	80-120	200	10,700
Core-3	80-120	200	11,200
Core-4	80-120	200	11,840
Core-5	80-120	200	11,890
Core-6	80-120	200	12,300
Core-7	80-120	200	12,720
Core-8	80-120	200	12,800
Core-9	80-120	200	12,900
Core-10	80-120	200	12,970

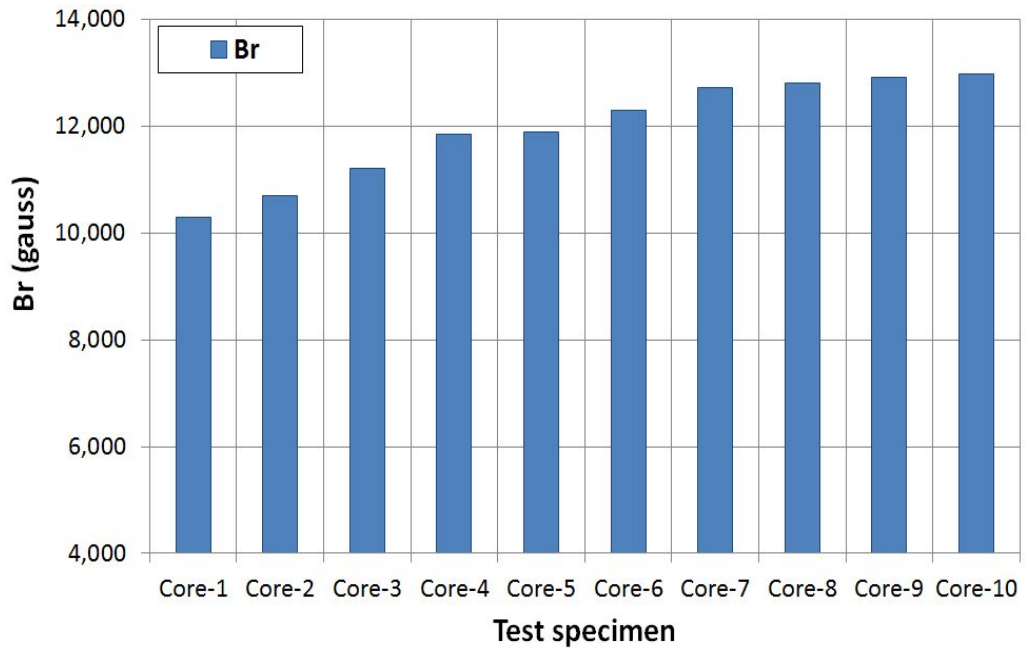


Fig. 5.4 Measurement results diagram of the Br test

5.2 분할형 분말 성형 코어의 성능평가

개발된 분말성형 코어의 시험편을 대상으로 다이ना모 시험을 하였으며, 그 결과로 효율 변화 경향을 측정하여 Table 5.4와 Fig. 5.5에 나타냈다. 그 결과, 성형밀도 및 잔류자속밀도가 클수록 코어의 효율이 높게 측정됨을 알 수 있었다. 또한, Figs. 5.6 ~5.15는 성형밀도와 잔류자속밀도에 따른 모터의 효율에 대하여 분석한 그림이며, 시험대상의 개발된 분말성형 된 분할형 코어의 BLDC 모터의 성능 경향을 나타낸 결과를 나타낸 도표이다. Fig. 5.16에서 알 수 있듯이 모터의 효율이 93%의 최대로 나온 잔류자속밀도는 12,970 Br이었으며, 잔류자속밀도가 높은 코어 일수록 모터의 효율이 높게 측정 되었으며, 이것은 성형밀도가 높은 코어부품 일수 록 모터의 성능 효율이 높아짐을 다이ना모시스템 시험을 통하여 알 수 있었다.

Table 5.4 Efficiency results of core

Test specimen	Density (g/cm ²)	Br (gauss)	Efficiency (%)
Core-1	7.11	10,300	78.2
Core-2	7.16	10,700	79.0
Core-3	7.27	11,200	79.4
Core-4	7.28	11,840	79.9
Core-5	7.33	11,890	82.7
Core-6	7.38	12,300	84.9
Core-7	7.37	12,720	86.2
Core-8	7.41	12,800	87.9
Core-9	7.44	12,900	89.8
Core-10	7.48	12,970	93.0

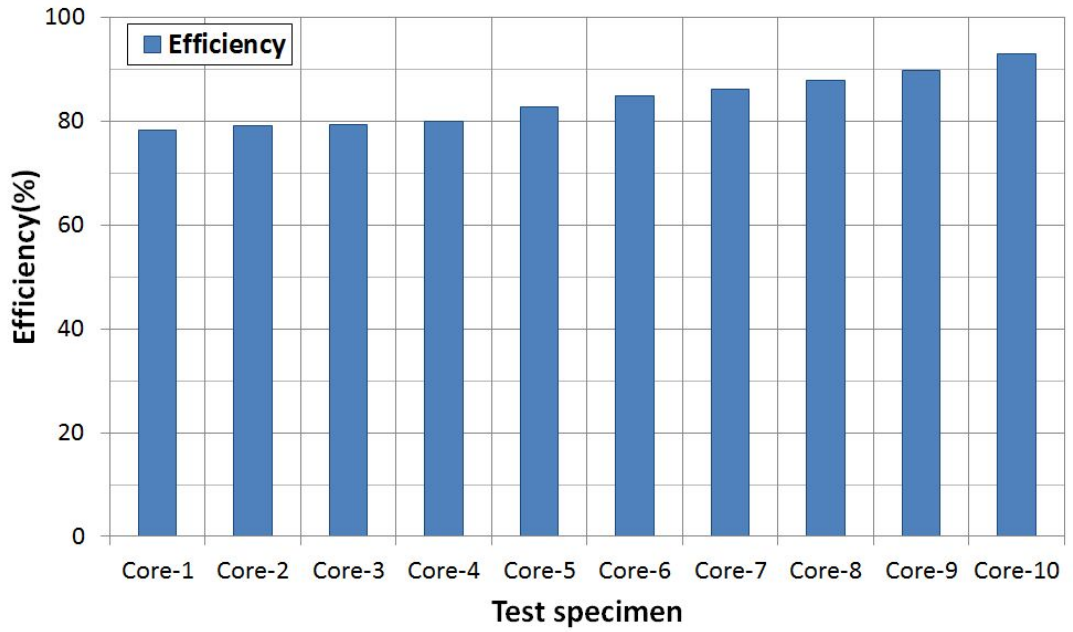


Fig. 5.5 Efficiency results diagram of core

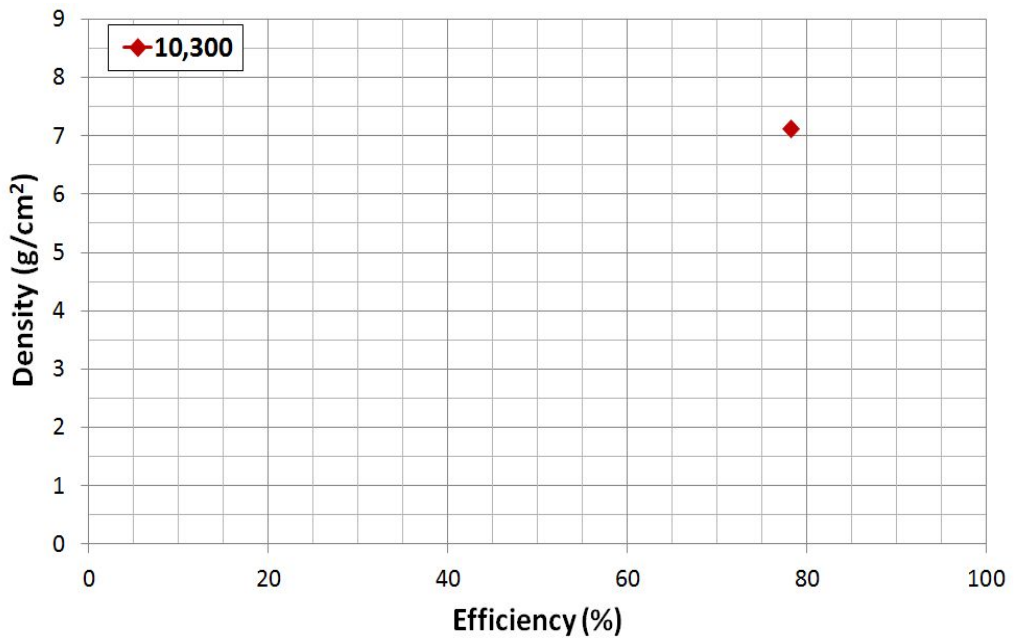


Fig. 5.6 The tested results of Br 10,300 for core-1

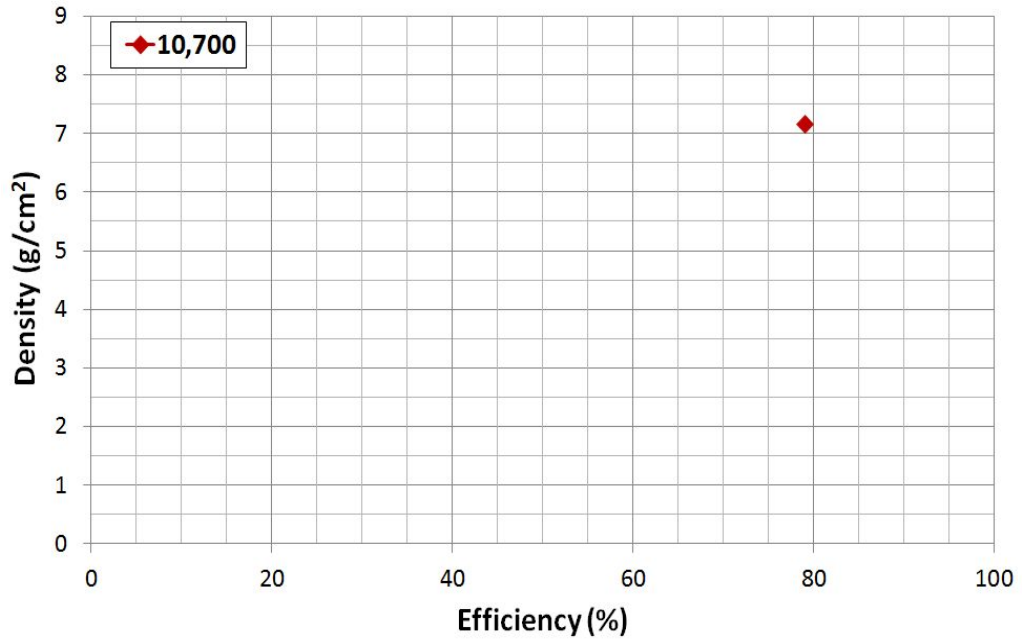


Fig. 5.7 The tested results of Br 10,700 for core-2

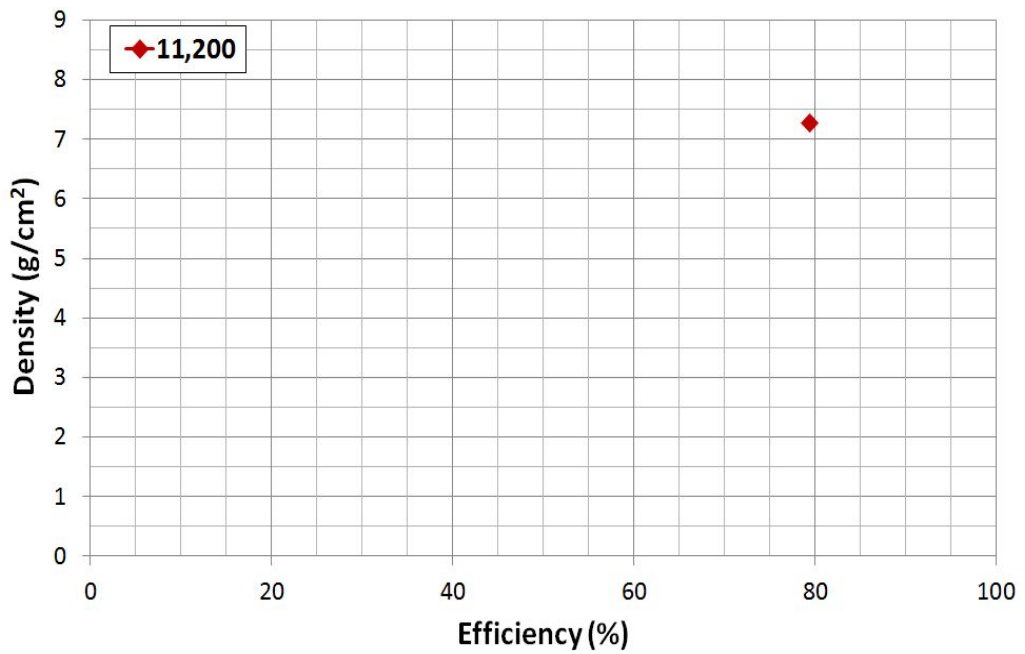


Fig. 5.8 The tested results of Br 11,200 for core-3

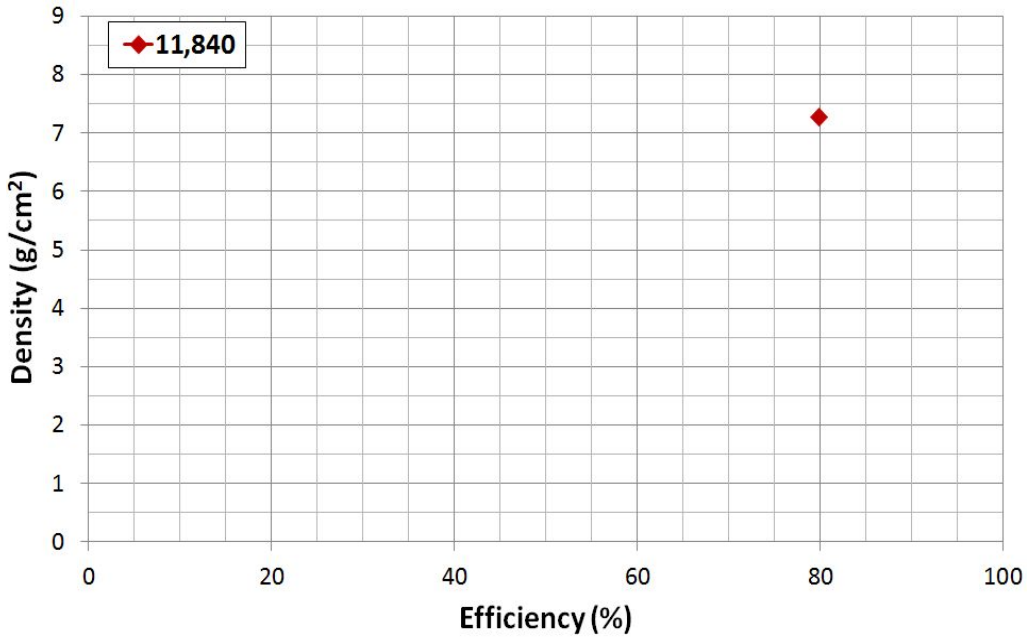


Fig. 5.9 The tested results of Br 11,840 for core-4

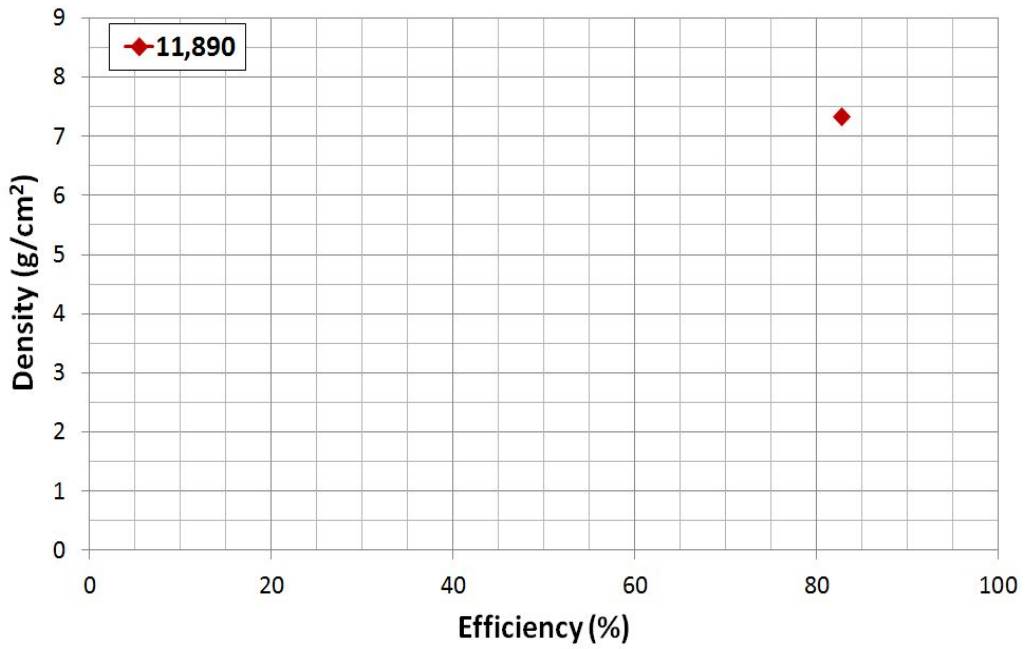


Fig. 5.10 The tested results of Br 11,890 for core-5

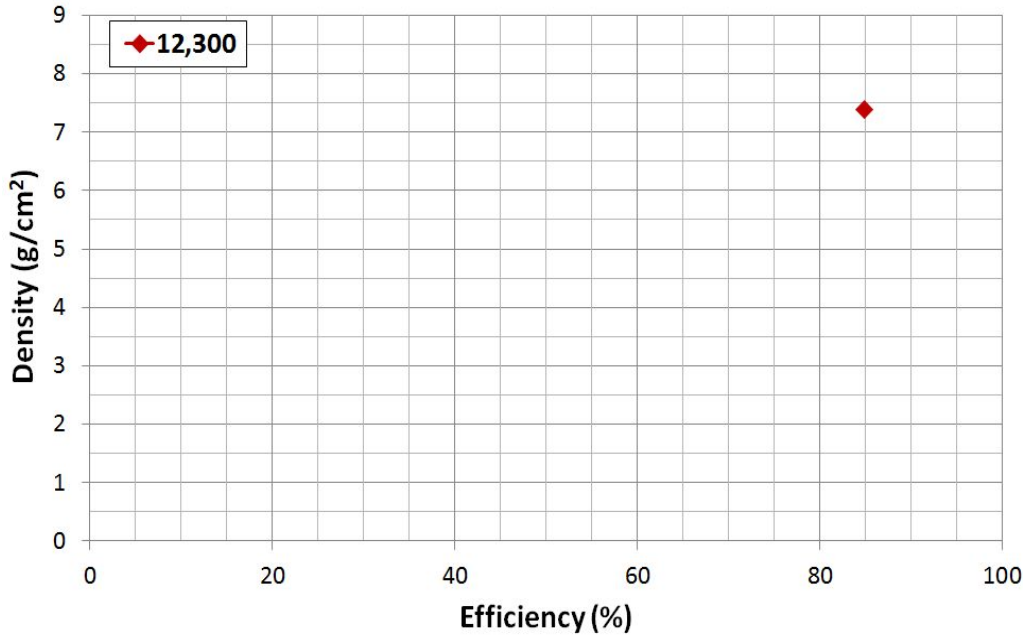


Fig. 5.11 The tested results of Br 12,300 for core-6

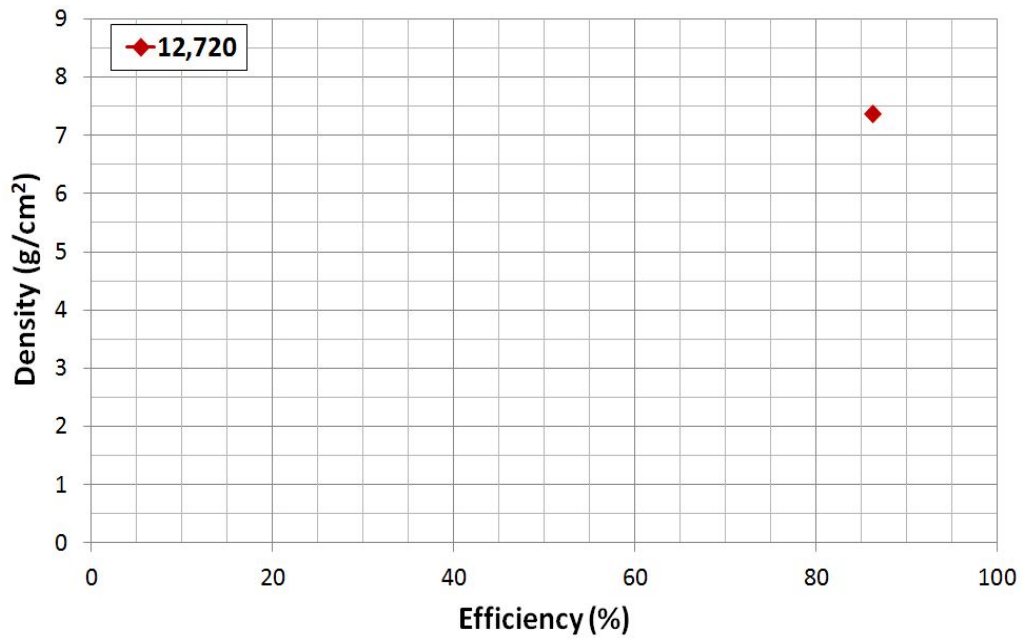


Fig. 5.12 The tested results of Br 12,720 for core-7

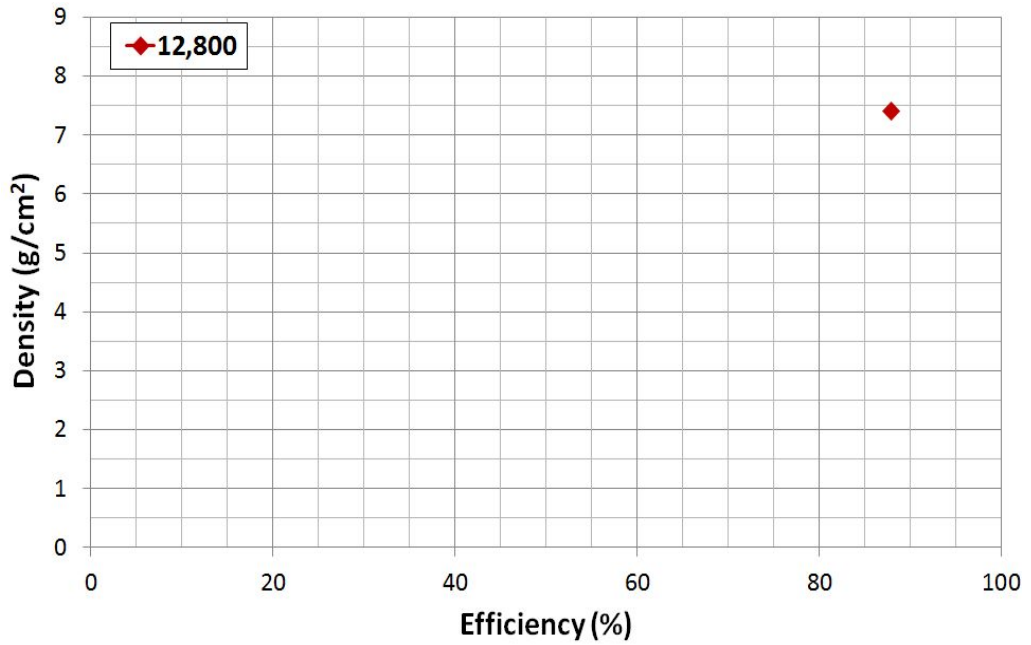


Fig. 5.13 The tested results of Br 12,800 for core-8

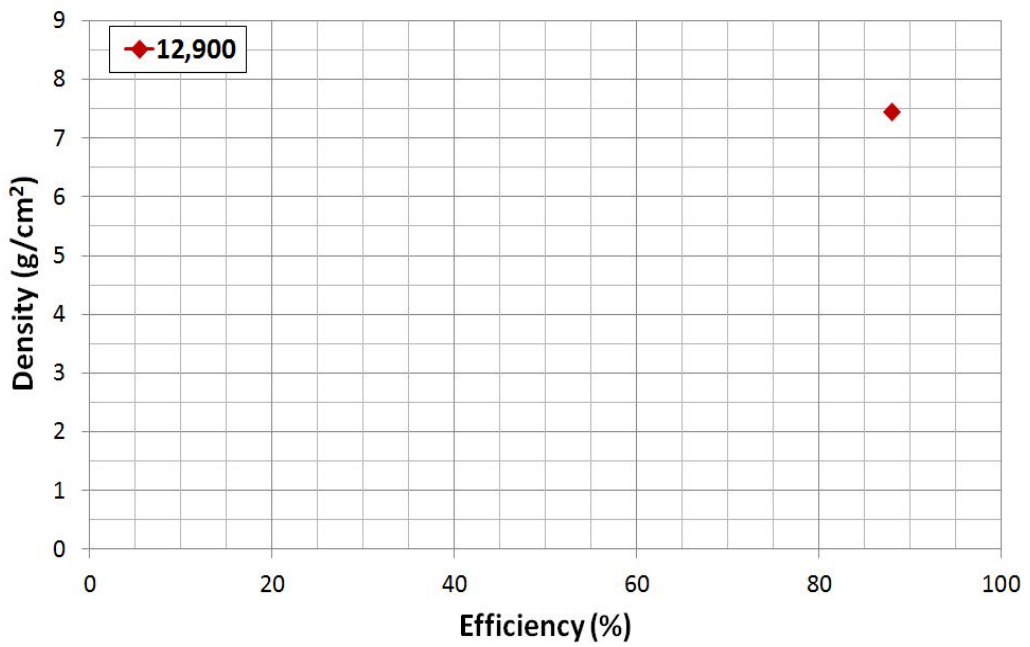


Fig. 5.14 The tested results of Br 12,900 for core-9

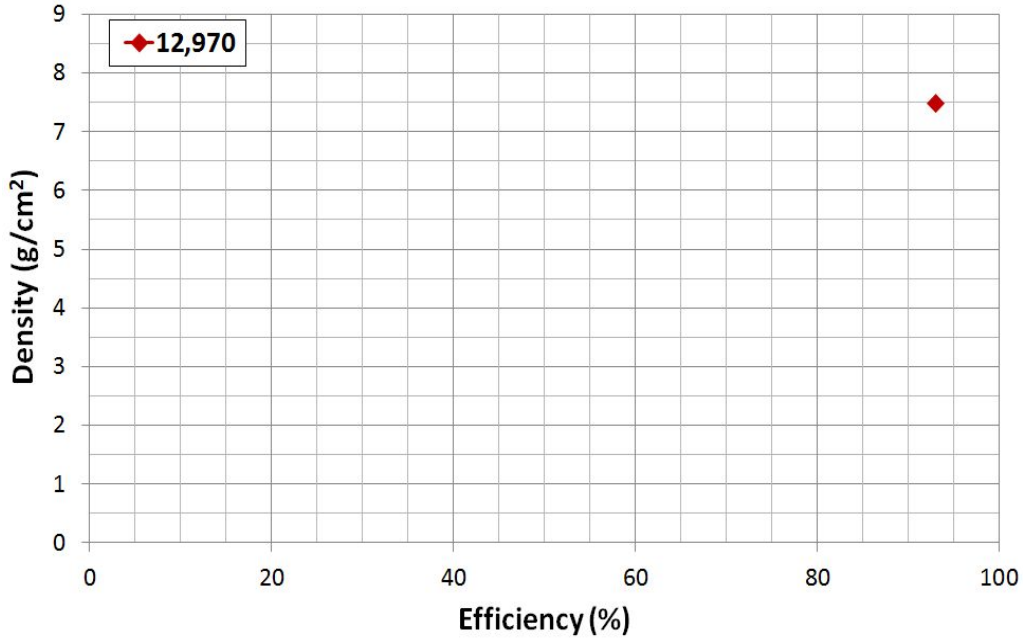


Fig. 5.15 The tested results of Br 12,970 for core-10

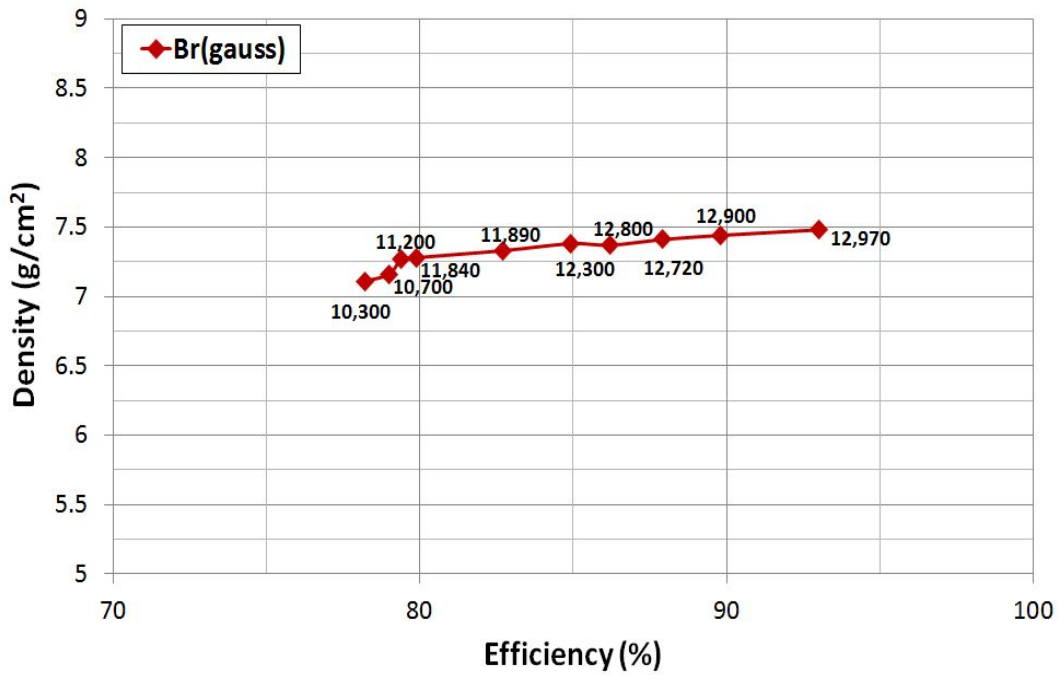


Fig. 5.16 The tested results for core

5.3 BLDC 모터의 성능평가

Photos. 5.4와 같이 개발된 BLDC 모터의 최대출력 성능특성을 파악하기 위하여 Magtrol Ltd. 의 모터 동특성 시험장치 2WB115+EK+2PB115를 이용하여 시험을 실시하였다. Table 5.5는 Magtrol Ltd.의 다이나모미터의 단위를 나타낸다. 인버터 입력전압, 전류, 인버터 출력(3상)에 대한 각 상의 전압, 전류, 회전수, 토크 등을 측정하였다. 시험은 모터의 최대속도에서 부하에 따른 반응성 및 수렴성을 평가하며 최대출력을 측정하였다.

성능실험은 제어기의 성능을 확인하기 위해서 인버터시스템의 출력, 효율, 역률 등 전기적인 신호는 파워메타를 통해 데이터가 수집이 되고, 모터의 부하토크, 속도 등은 모터 부하시험기에서 물리적인 데이터를 전기적인 신호로 변환하여 성능시험 분석 장치에 입력이 된다. 입력된 전기적인 데이터와 물리적인 데이터를 수집 및 계산을 통해 제어기의 성능을 확인할 수 있도록 실험장치가 구성이 되어있다.

실험에 사용된 장비는 파워메타와 모터에 부하를 인가하고 데이터를 획득할 수 있는 모터성능 분석 장치와 모터의 속도검출 및 확인을 위해 타코메타 및 스트로보스코프를 사용하였으며, 사용된 장비는 모두 국가공인기관의 검교정을 득한 장비로 데이터를 수집하였다.

Fig. 5.17과 같이 모터에 부하를 인가하면서 제어기의 전기적 신호를 측정한 그래프로서 데이터는 아래 표와 같다. 데이터를 통해서 확인할 수 있듯이 모터의 회전수가 3500rpm영역에서 운전을 하다가 부하가 증가됨에 따라 모터의 이탈토크 이상의 부하가 인가되면 속도가 감소됨을 확인 할 수 있다.

Table 5.5 Dynamometer excitation unit

Type	DES 311	P/N	234-311-000-031
Supply	115/230Vac - 50/60Hz - 700VA		
Fuse	T12, 5A/T8A/T4A/T2A (S/N:01191)		

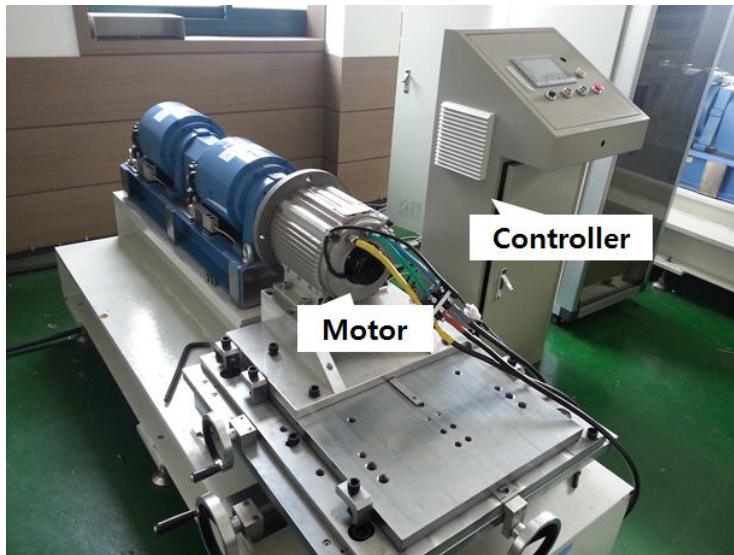


Photo. 5.4 Dynamometer equipment for experiment

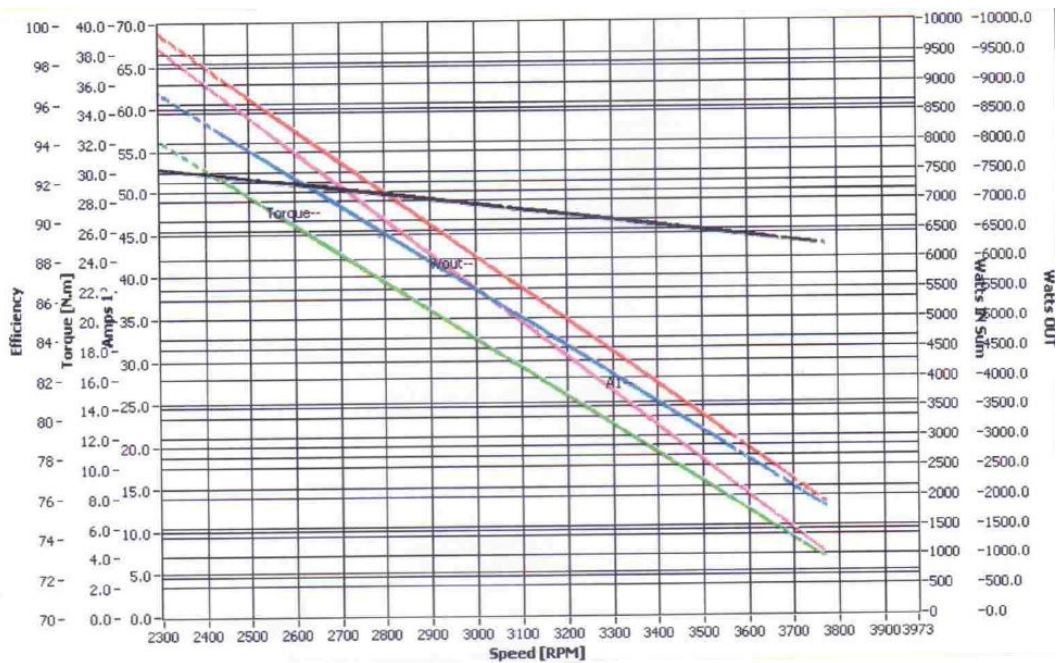


Fig. 5.17 Measurement results for efficiency

분말성형으로 제작된 시험편을 잔류자속밀도에 따라 모터의 효율의 향상도를 분석하였으며, 이러한 실험 결과를 통해서 개발된 분말성형 코어의 시험편을 대상으로 모터의 다이내모 시험을 하였으며, 그 결과인 BLDC 모터의 토크, 속도, 전압, 와트 및 효율 변화 경향을 측정된 결과를 Table 5.6과 Figs. 5.18~5.22에 나타냈다. 그 결과 Figs. 5.23~5.24와 나타낸 바와 같이 높은 토크값과 낮은 속도 및 전압, 높은 와트값이 성능효율이 가장 좋음을 확인하였다. 즉, 다이내모 테스트 결과 최대 토크가 40.386 N.m으로 측정되었으며, 최대 회전속도 3,233rpm이었다. 이에 따른 모터의 성능효율이 93%로 측정되었음을 확인 할 수 있다. 그림에서 알 수 있듯이 성형밀도 및 잔류자속밀도가 큰 것일수록 모터의 성능이 높게 측정됨을 알 수 있었다.

Table 5.6 Efficiency measurement results of test motor

Test Motor	Torque (N.m)	Speed (rpm)	Voltage (V)	Watts (kW)	Efficiency (%)
Motor-1	40.037	3,288	220.17	8.23	77.7
Motor-2	40.086	3,241	220.13	8.36	80.2
Motor-3	40.036	3,252	220.14	8.44	84.5
Motor-4	40.136	3,263	220.09	8.65	89.4
Motor-5	40.186	3,256	220.09	8.71	89.9
Motor-6	40.136	3,247	220.10	9.03	90.9
Motor-7	40.236	3,248	220.07	9.14	91.1
Motor-8	40.286	3,270	220.07	9.18	91.3
Motor-9	40.286	3,296	220.07	9.21	92.6
Motor-10	40.386	3,233	220.03	9.24	93.0

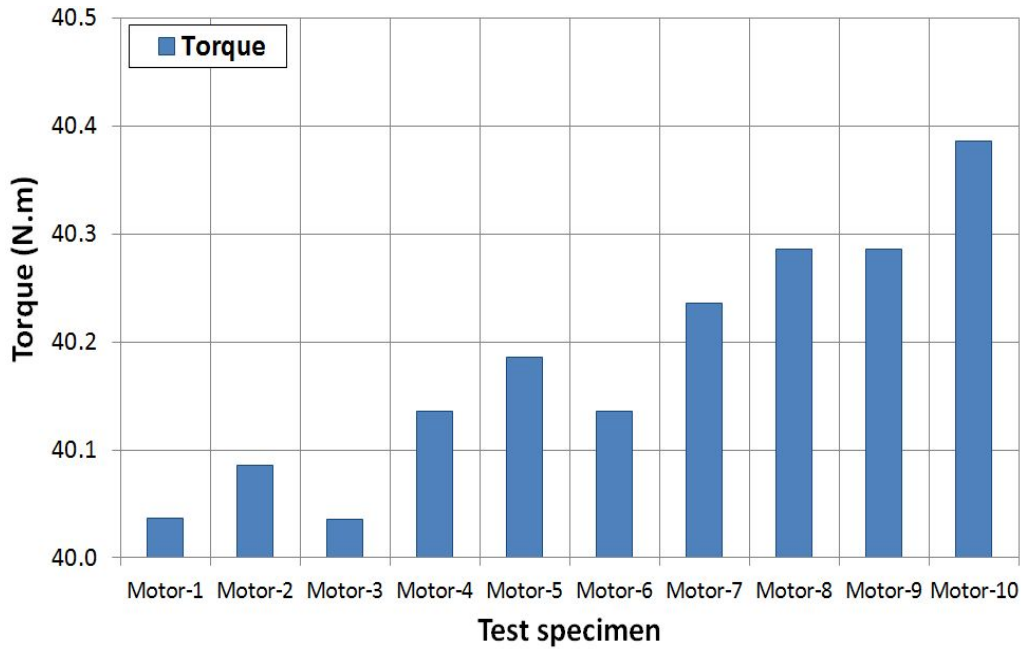


Fig. 5.18 The measured results for torque

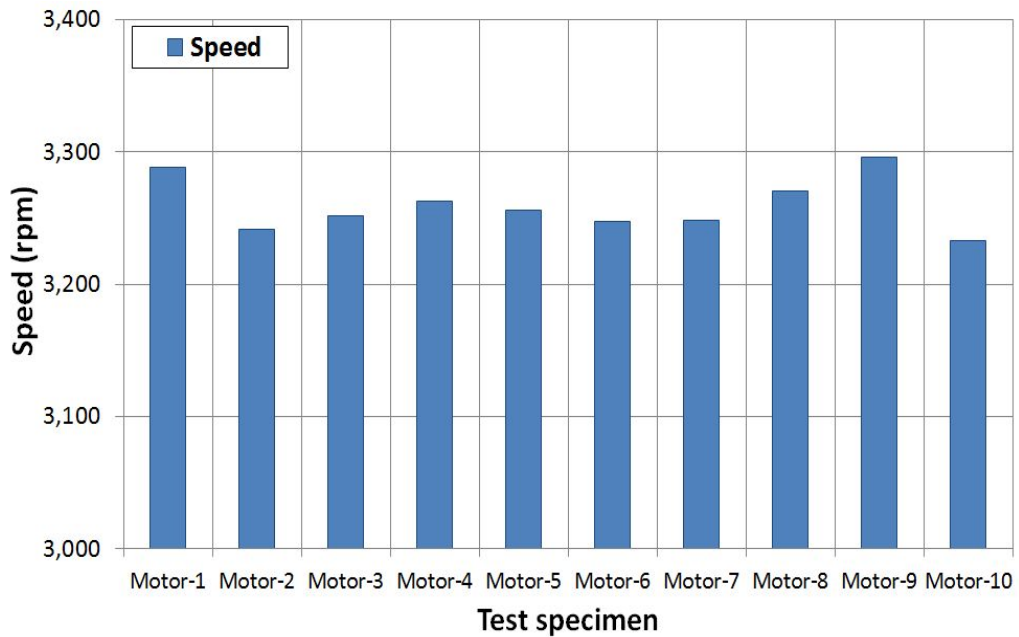


Fig. 5.19 The measured results for speed

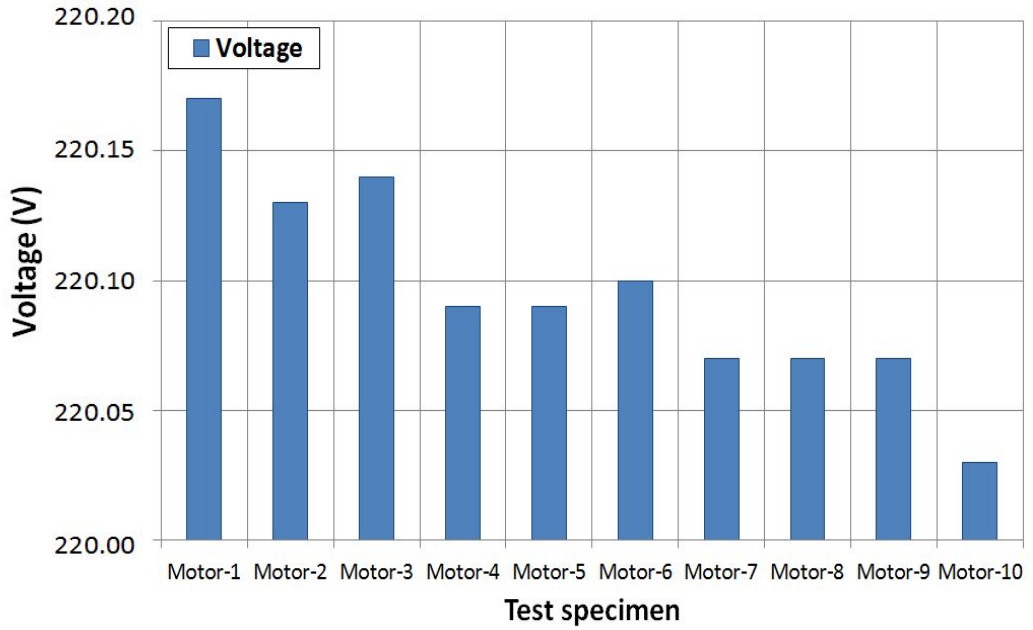


Fig. 5.20 The measured results for voltage

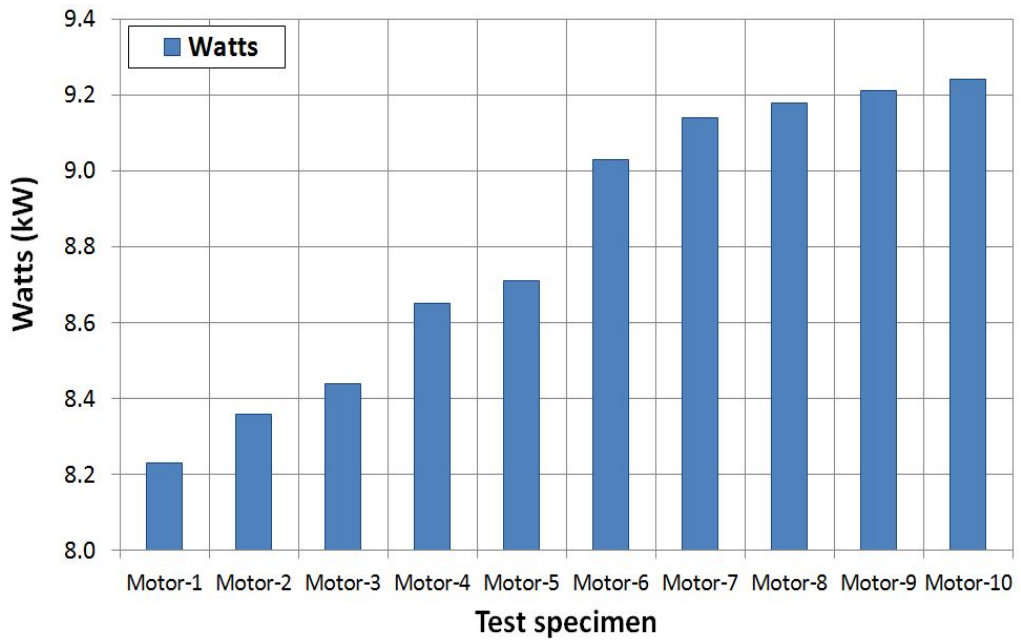


Fig. 5.21 The measured results for watts

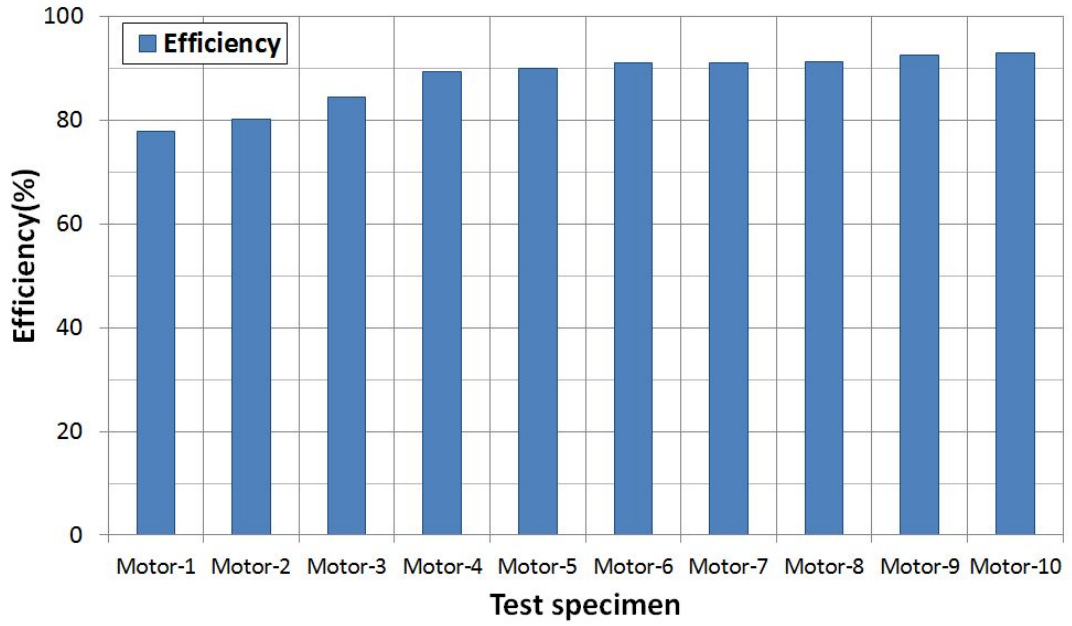


Fig. 5.22 The measured results for efficiency

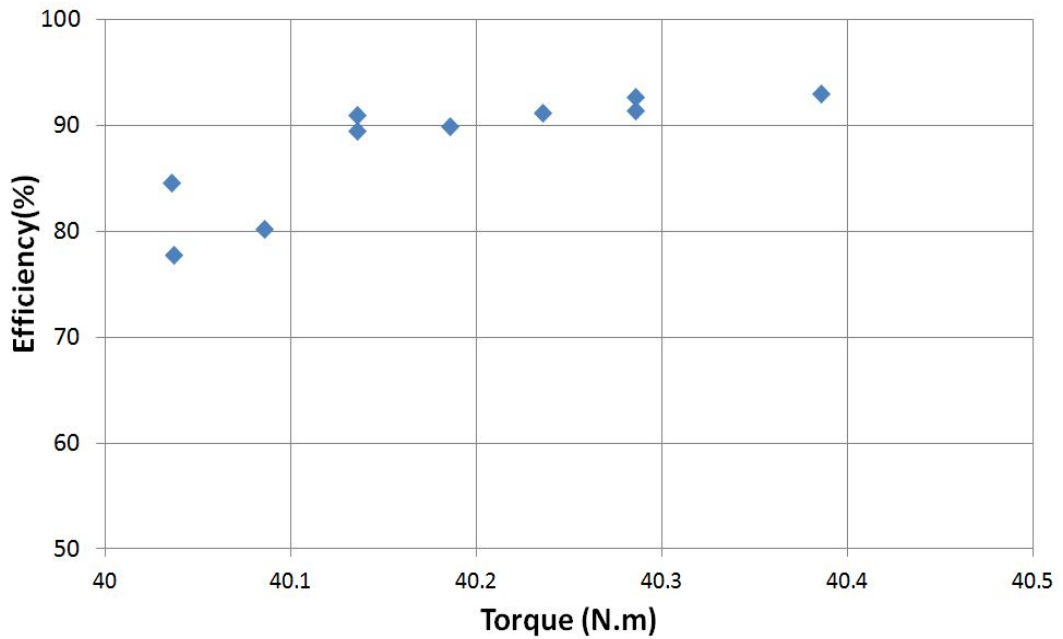


Fig. 5.23 Comparison of measured efficiency and torque

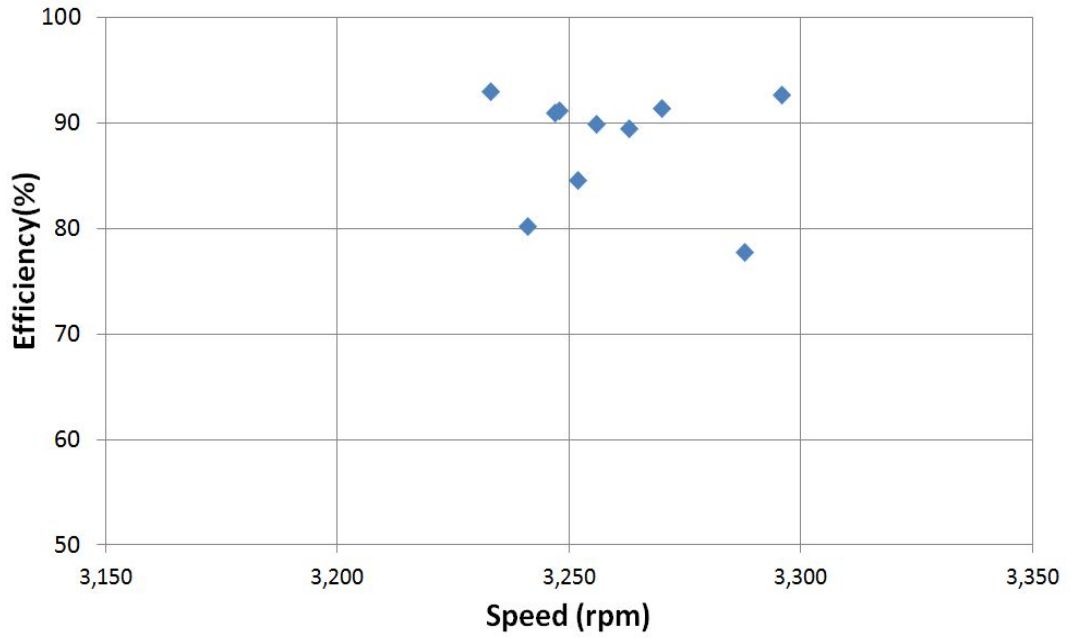


Fig. 5.24 Comparison of measured efficiency and speed

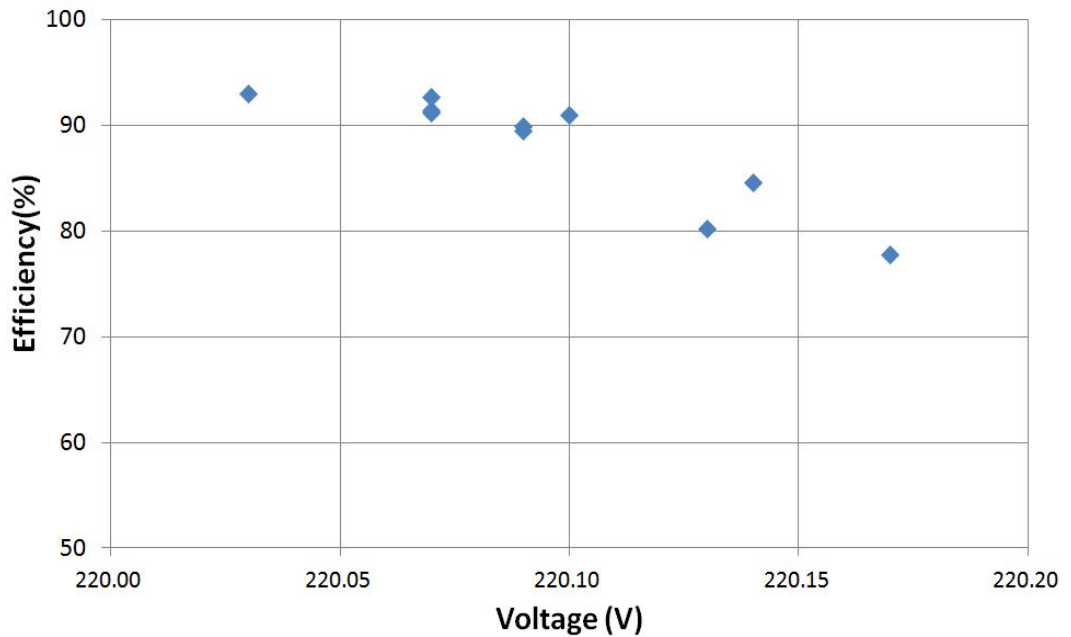


Fig. 5.25 Comparison of measured efficiency and voltage

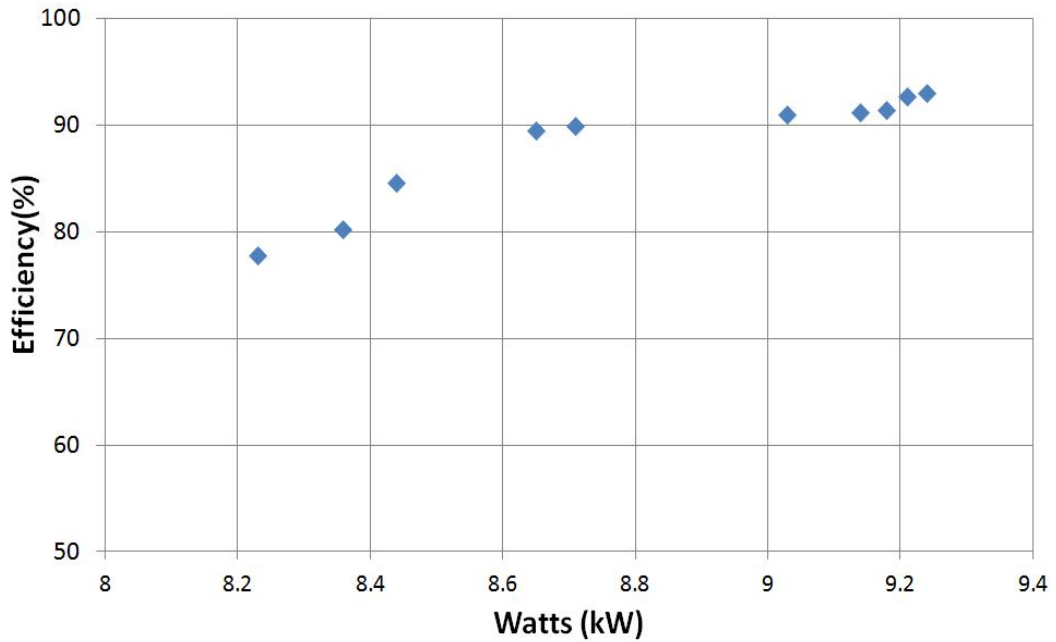


Fig. 5.26 Comparison of measured efficiency and watts

또한 Figs. 5.27~5.30는 모터의 토크, 와트, 효율 출력에 대하여 시험대상의 개발된 분할형 BLDC 모터의 성능 경향을 나타낸 결과를 나타낸 도표이다. 그림에서 알 수 있듯이 와트 9.24(kW), 모터의 효율이 93(%), 토크 40.3(N.m)으로 측정되었으며, 개발된 제어기 및 모터 코어의 성능이 우수함을 확인 할 수 있었다.

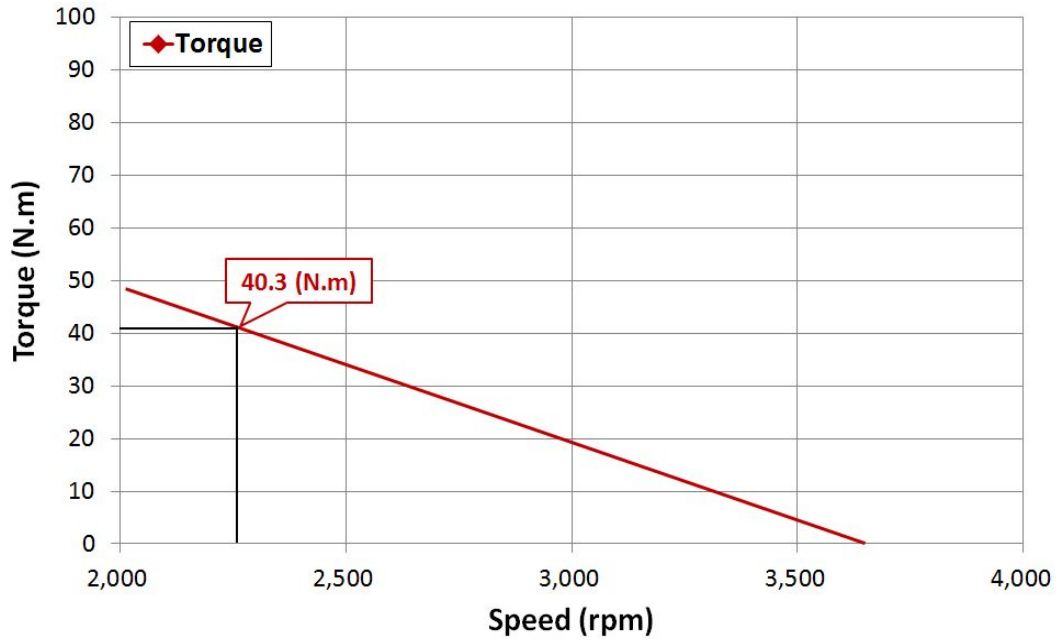


Fig. 5.27 The measured results for maximum torque

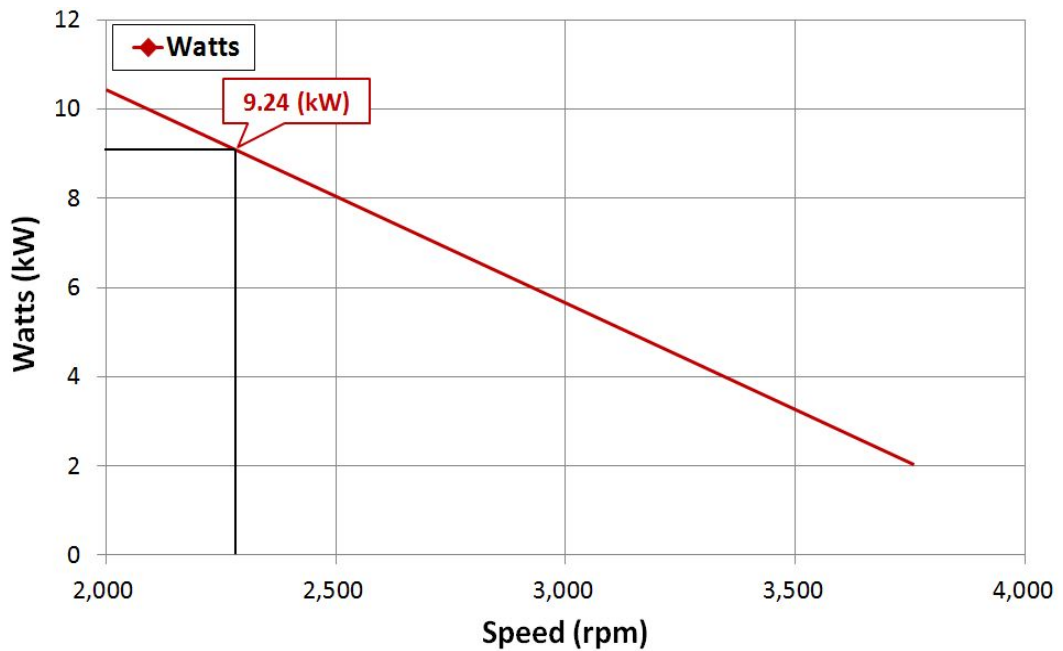


Fig. 5.28 The measured results for maximum watts

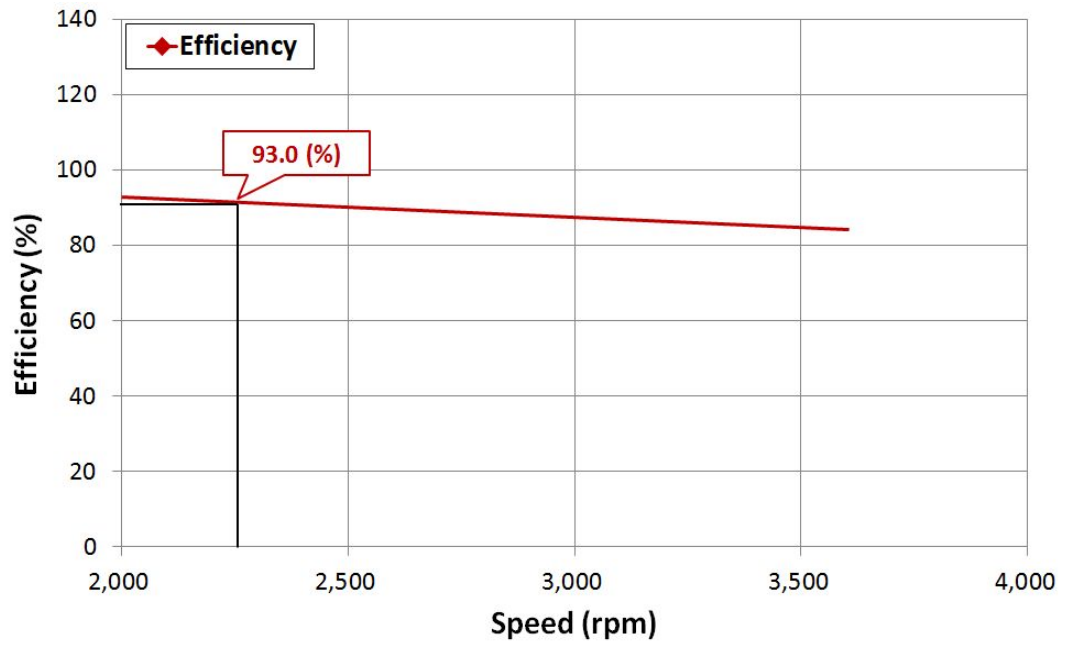


Fig. 5.29 The measured results for maximum efficiency

Table 5.7은 최적의 모터 성능 시험 후에 완성된 모터의 사양을 나타낸 표로 그림에서 알 수 있듯이 모터의 효율 93%로 측정되어 일반 전기자동차에 적용하여 사용할 수 있음을 알 수 있다.

Table 5.7 Controller and Efficiency measurement

Conteokknts	Initial	Optimum results
Model Type	PWM Inner Rotor	PWM Inner Rotor
Input Voltage (VDC)	310	310
Max. Power (kW)	15	15
Max. Torque (Nm)	60~65	62
Cont. Power (kW)	9.7	9.7
Cont. Torque (Nm)	40~45	40.3
Stator O.D (mm)	Ø180	Ø180
Rotor O.D (mm)	Ø80	Ø80
Efficiency (%)	92-94	93.0

제 6장 결론

본 논문에서는 전기자동차용 구동시스템을 개발목적으로 구동 모터, 구동 드라이버에 대하여 개발을 실시하였다. 고효율, 고 역률 및 고 토크밀도의 장점을 가지고 있는 BLDC 모터 드라이브에 고성능 속도제어를 위하여 PWM을 제어하기 위한 제어기 및 모터 개발을 완료하였으며, 개발된 구동시스템을 모터 다이내모 측정시스템을 이용하여 모터의 성능을 검증하고자 하였으며, 그 결과는 다음과 같다.

1. 최대출력 시험결과를 측정하기 위하여 인버터 입력은 입력전압(VDC) 310으로 측정되었으며, 모터 출력은 토크(Nm) 40.386, 정격 회전수(rpm) 3,233, 정격출력(kw) 9.24로 측정되었다.
- 2.. 제작된 BLDC 분할형 분말성형 코어에 대하여 성형밀도와 코어 표면의 비커스 경도시험을 수행하였다. 실험결과 성형밀도는 $7.1 \sim 7.5g/cm^2$, 비커스 경도 평균 557~584(Hv) 범위에서 측정되었으며, 성형코어의 밀도가 높을 수록 경도의 측정값이 높았음을 확인하였다.
- 3.. 제작된 BLDC 분할형 분말성형 코어에 대하여 잔류자속밀도에 대하여 측정 실험과 최고 사용온도가 $80 \sim 120^\circ C$, 가혹조건 온도가 $200^\circ C$ 일 때 10,000~12,970 Br 범위에서 측정되었으며, 분말성형코어의 밀도와 경도가 높을수록 잔류자속밀도가 높게 측정 되었다.
4. 분할형 분말성형 코어의 다이내모 시험을 통해 성능평가를 수행한 결과 성형 밀도가 최대 $7.48g/cm^2$, 잔류자속밀도는 최대 12,970 Br일 때 최대 효율이 93%의 결과를 얻음을 확인할 수 있었다. 성형밀도와 잔류자속밀도가 높은 코어 일수록 모터의 성능 효율이 높게 측정되었다.

5. 분할형 분말성형 코어의 성능평가를 수행한 결과를 바탕으로 BLDC 모터를 제작하여 성능평가를 수행한 결과 최대 토크 40.386N.m, 속도 3,233rpm, 전압 220.03V, 와트 9.24k 일 때 최대 효율이 93.0%를 나타내었으며, 일반 전기자동차 모터의 효율인 92~94%에 충족함에 따라 개발된 제어기 및 모터의 성능이 우수함을 확인하였다.

PWM은 고성능을 발휘 할 수 있고 효율 및 역률이 높기 때문에 드라이브의 적용 분야에 큰 호응을 받고 있다. 이에 일정 토크 영역 뿐 만 아니라 일정 출력영역 까지 광범위한 운전 속도범위까지 BLDC 모터의 운전이 가능하기 때문에 앞으로의 연구가 기대되며, 응답성, 스위칭주파수, 출력전류의 고주파 함유율, 제어의 선형성 등의 측면에서 우수한 제어 알고리즘으로 다양한 드라이브 시스템에 적용되고 있다. 이에 고성능 및 고효율 전기자동차용 BLDC 모터 및 드라이브 시스템에 대하여 자동차 부품회사 관련 기업에 널리 기술을 응용할 수 있으며, 향후 친환경 자동차에 개발에 일조할 것으로 기대된다.

REFERENCES

1. P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent Magnet drives, Part 11: The Brushless DC Motor Drive," IEEE Trans. on Ind. App, Vol. 5, No.2, 1989.
2. Byoung - Kuk Lee, Mehrdad Ehsani, "Advanced Simulation Model for Brushless DC motor drives", Journal of Power Electronics, Vol 3, NO 2, 2003
3. H. Le-huy, R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of Torque Ripple in Brushless DC motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, No. 4 pp748-755, 1986.
4. 공영경, "전기추진선박의 추진체계 발전방향", 한국마린 엔지니어링학회지, Vol. 27, No.5, pp548-554, 2003.
5. Dcr C. G. Hodge and Cdr D J Mattick, " The Electric Warship IV", TransIMarE, Vol.109, part2, pp. 25-30, 2001.
6. Cdr Stuart Young, Cdr. John Newel and Cdr. Graeme Little, "beyond Electric ship", Naval Engineers Journal, pp. 79-92, 2001.
7. Marcelo Godoy Simões, Petronio Vieira, Jr. A, "High Torque Low-Speed Multiphase Brushless Machine-A Perspective Application for Electric Vehicles", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO. 5, 2002.
8. M. A. Rahman, "Modern Electric Motors in Electronic World", Proc. of IEEE IECON'93, pp. 644-648, 1993.
9. K. Iizuka, H. Uzuhashi, and M. Kano, "Microcomputer control for sensorless brushless motor", IEEE Trans on Indus. Appli. vol. IA 21, no. 4, pp. 595-601, 1985.
10. J. Moreira, "Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac

- motors operating over a wide speed range”, IEEE Trans. on Indus. Appli. vol. 32, no.6, pp.1394-1401, 1996.
11. G.J Su and J.W. Mckeever, "Low cost sensorless control of brushless DC motors with improved speed range," IEEE Trans on Power Elec. vol. 19, no. 2, pp. 296-302, 2004.
 12. B.-G. Park, T.-S. Kim, J.-S. Ryu and D.-S. Hyun, "Fault Tolerant Strategies for BLDC Motors Drives under Switching Faults", IEEE Industry Applications Conference 41st IAS, pp. 1637-1641, 2006.
 13. S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler and R. G. Harley, "Analytic-Wavelet-Ridge- Based Detection of Dynamic Eccentricity in Brushless Direct Current (BLDC) Motors Functioning Under Dynamic Operating Conditions", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, pp. 1410-1419, 2007.
 14. P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor for Servo Drives", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 380~390, 1987.
 15. Renato Carlson, Michel Lajoie-Mazenc and Joao C.dos S. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation In Brushless DC machines", IEEE Conference of IAS Annual Meeting, pp. 287~292, 1990.
 16. D. C. Hanselman, "Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors", IEEE Trans. On IE, Vol. 41, No. 3, pp. 292~300, June, 1994.
 17. H. Zeroug et al, "Analysis of Torque Ripple in BDCM", IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 38, No. 2, pp. 1293-1296, March, 2002.
 18. S. Rajagopalan, W. Roux, T. G. Habetler and R. G. Harley, "Dynamic Eccentricity and Demagnetized Rotor Magnet Detection in Trapezoidal Flux

- (Brushless DC) Motors Operating Under Different Load Conditions”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, pp. 2061–2069, 2007.
19. 김기찬, “EV/HEV용 매입형 영구자석 동기전동기의 최적 설계 및 제어 특성연구,” 학위논문(박사), 한양대학교 대학원, 2008.
 20. Duane C. Hanselman, “Brushless Permanent Magnet Motor Design”, McGraw-Hill, pp.86~89, 1993.
 21. Hendershot, J. R. and Miller, T.J.E., “Design of Brushless Permanent-Magnet Motors”, Magna Physics Publishing, Oxford, 1994.
 22. Ki-Jin Han et al., “Optimal Core Shape Design for Cogging Torque Reducing of Brushless DC Motor Using Genetic Algorithm,” IEEE Transactions on Magnetics, Vol.36, No.4, pp.1927~1931, 2000.
 23. 김동환, “희토류 자원전쟁”, 미래의창, 2011.
 24. 윤석길, “초강력 영구자성체 희토류철계 영구자석재료”, 울산대학교 출판부, 2002.
 25. S. W. Lim 열처리공학회지. “전기자동차용 신재료 · 신부품 개발”제 23권 제 6호, pp. 350~355, 2010.
 26. 최전. “국산 전기자동차 개발현황과 전망.” 대한전기협회. 전기저널. pp. 29~33. 2010.
 27. M. Kruschov, “Resistance of metals to wear by abrasion: related to hardness”, Engrs Conf. Lubrication and Wear, pp.655–659, 1957.
 28. Dae-kyong Kim, Byung-il Kwon, ““A Novel Equivalent Circuit Model of Linear Induction Motor Based on Finite Element Analysis and Its Coupling With External Circuits””, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 42, NO. 10, OCTOBER 2006.
 29. Dae-kyong Kim, Kwang-woon Lee, Byung-il Kwon, “Commutation Torque Ripple Reduction in a Position Sensorless Brushless DC Motor Drive”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 21, NO. 6,

NOVEMBER 2006.

30. 심한섭, 선우명호, “Drive-BY-Wire(DBW)를 이용한 전자스로틀 밸브 제어에 관한 연구(I)”, 한국자동차공학회 춘계학술대회, 1996.
31. 김대경 , 우경일 , 권병일 , “정적 및 동적 단부효과를 고려한 선형유도 전동기의 벡터제어 특성해석 ” 대한전기학회 논문 지, Vol. 51B, No 8, pp.413-424, 2002.
32. 이성희 , 김이훈 , 김영규 , 원충연 , 김태덕 , 김대경 , “에어컨용 PFC Boost Converter의 전도 노이즈 저감 ” 대한전력전자학회 논문 지, 제 8 권 , 제 5호 , 2003.
33. 강용진 , 유지윤 , 김대경 , 이광운 , 김태덕 , “에어컨 압축기에 적용된 센서리스 BLDCM의 150도 통전 방법 ” 대한전력전자학회 논문 지, 제9권 , 제 6호 , pp.517-524, 2004.
34. Dae-kyong Kim, Kwang-Woon Lee, Byung-II Kwon, “orque Ripple Reduction Method in a Sensorless Drive for the BLDC Motor” KIEE International Transactions on EMECS, Vol. 4-B No. 4, pp. 196~200, 2004.
35. Yong-Min Yoo, Dae-kyong Kim, Byung-II Kwon, “ptimal Design of a Permanent Magnetic Actuator for Vacuum Circuit Breaker using FEM” Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 1, No. 1, pp. 92~97, 2006.
36. Lee-Hun Kim, Sung-Hee Lee, Chung-Yuen Won, Tae-Duk Kim, Dae-kyong Kim, Gyu-Sik Kim, “onducted Noise Reduction in PFC Boost Converter for Air Conditioner” ICMIT03, International Conference on Mechatronics and Information Technology, 2003.
37. Kwang-Woon Lee, Dae-kyong Kim, Tae-Duck Kim, Jae-Young Choi, “ommutation Torque Ripple Reduction in a Position Sensorless Brushless DC Motor Drive” PESC2004, IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2004.
38. Y. M. YOU, D. K. KIM, B. I. KWON, “ptimal Design of a Permanent Magnetic

- Actuator for Vacuum Circuit Breaker using FEM” CEFC2004, IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, 2004.
39. Dae-kyong Kim, Byung-il Kwon, “inite-Element Analysis of Vector Control in a Linear Induction Motor Considering Static and Dynamic End Effects” COMPUMAG2005, IEEE Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, 2005.
 40. Dae-kyong Kim, Byung-il Kwon, “ Novel Equivalent Circuit model of Linear Induction Motor Based on Finite Element Analysis and Its Coupling with External Circuits” INTERMAG2006, IEEE Conference on the International Magnetism, 2006.
 41. Dae-kyong Kim, Kwang-woon Lee, Byung-Taek Kim, Byung-il Kwon, “ Novel Starting Method of the SPM-type BLDC Motors with Position Sensor for Reciprocating Compressor” IAS2006, IEEE Conference on the Industry Application Society, 2006.
 42. Byung-taek Kim, Byung-il Kwon, Dae-kyong Kim, “nalysis of Torque Components and Skew Effects In a Single-Phase Line Start Permanent Magnet Motor Using FEM” COMPUMAG2007, IEEE Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, 2007.
 43. Seung Gun Lee, Dae-kyong Kim, Duck Shick Shin, Byung-taek Kim, Byung-il Kwon, Young Cheol Lim, “ Study on Low-Cost Sensorless drive of Brushless DC Motor for Compressor Using Random PWM” ICEMS2007, International Conference Electrical Machines and Systems, 2007.
 44. Dae-kyong Kim, Kwang-woon Lee, Byung-Taek Kim, Byung-il Kwon, “Advanced Brushless DC Motor Drive without Position Sensor for Home Appliances” ICEMS2007, International Conference Electrical Machines and Systems, 2007.

45. Byung-Taek Kim, Dae-kyong Kim, Se-Hyun Rhyu ,Byung-Il Kwon, “ Study on the Ferromagnetic Layer of a Single-phase Written-pole Motor In Consideration of Demagnetizing Field Intensity” ICEMS2007, International Conference Electrical Machines and Systems, 2007.
46. 이성희 , 김이훈 , 김영규 , 원충연 , 김태덕 , 김대경 , “에어컨용 PFC Boost Converter의 전도 노이즈 저감 ” 대한전력전자학회 하계학술대 회 논문 집, 2003.
47. 이광운 , 김대경 , 김태덕 , “브러시리스 직류전동기용 센서리스 드라이 브의 토크 맥동 저감 방법 ” 대한전기학회 하계학술대회 논문 집, 2003.
48. 김대경 , “공기 조화기 및 그 제어 방법 ” 등록번호 10-0444969, 2004.
49. 김대경 , “브러시리스 직류 모터의 제어 장치 ” 등록번호 10-0489583, 2005.
50. 김대경 , 이광운 , 이상택 , 최현영 , “브러시리스 직류모터의 정렬제어방법 ” 등록 번호 10-0677876, 2007.
51. 최현영 , 이광운 , 김대경 , 이상택 , “브러시리스 직류 모터의 제어 장치 및 방법 ” 등록번호 10-0691223, 2007.
52. 김대경 , 이광운 , “브러시리스 직류전동기의 센서리스 구동장치 ” 공개번호 10-2006-0002566, 2006.
53. 최현영 , 이광운 , 김대경 , 이상택 , “브러시리스 직류전동기의 센서리스 구동장 치 ” 공개번호 10-2006-0020890, 2006.
54. 이광운 , 김대경 , 이상택 , 최현영 , “브러시리스 직류모터의 기동제어방 법 ” 공 개번호 10-2006-0069120, 2006.
55. J. R. Hendershot and T.J.E. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Phisics Pub., 1994.
56. 김덕근, “페라이트 자석 직류전동기의 최적치수 설계에 관한 연구”, 박사학위논문, 서울대학교, 1992.
57. 윤중석, “자극형상 최적화에 의한 표면부착 영구자석형 교류 서보모타의 최적설 계”, 박사학위논문, 서울대학교, 1993.

58. 최홍순, “전기계의 FEM 소프트웨어의 구조”, 월간 전자제어계측 & 인터페이스”, pp. 134-137, 1997년 7월, 1997.
59. C. F. Parker, J. K. Sykulski, S. C. Taylor and C. S. Biddlecombe, “Parametric Environment for EM Computer Aided Design”, IEEE Trans. on Mag., Vol.32, No. 3, pp. 1433-1436, 1996.
60. 최홍순, 한송엽, “스페이스 매핑과 유한요소 해석에 의한 IPM형 모터 설계”, 전기기기연구회 2000년 춘계학술대회 논문집, 2000.
61. 최홍순, 한송엽, “자기회로법과 유한요소법을 결합한 전기기기 설계”, 대한전기학회 1999년 추계학술대회 논문집, 1999.
62. H.S. Choi and etc, “An Adaptive Mesh Generator based on Nodal Errors”, IEEE Trans. on Mag., Vol. 36, No. 4, pp.1619-1622, 2000.
63. 최홍순, “스페이스 매핑과 매개변수, 유한요소 해석에 의한 전기기기 설계”, 박사학위논문, 서울대학교 2000.
64. 윤상우, “자석이야기”, (주)마그토피아, pp. 15, 2009.
65. Melexis, “MLX81200 datasheet”, Rev 032, pp. 1-4, August 2010.
66. Melexis, “MLX81200 Software Design Description”, pp.12-17, Mar-2011.
67. Denso, “Web Homepage”, 2012.
68. M. A. Rahman, “Modern Electric Motors in Electronic World”, Proc. of IEEE IECON'93, pp. 644-648, 1993.
69. K. Iizuka, H. Uzuhashi, and M. Kano, “Microcomputer control for sensorless brushless motor”, IEEE Trans on Indus. Appli. vol. IA 21, no. 4, pp. 595-601, 1985.
70. J. Moreira, “Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating over a wide speed range”, IEEE Trans. on Indus. Appli. vol. 32, no.6, pp.1394-1401, 1996.
71. G.J Su and J.W. Mckeever, “Low cost sensorless control of brushless DC

- motors with improved speed range," IEEE Trans on Power Elec. vol. 19, no. 2, pp. 296-302, 2004.
72. Y.S Lai, F.S. Shyu, and Y.H. Chang, "Novel sensorless PWM controlled BLDCM drives without using position and current sensors. filter and center tap voltage," in Proc of IEEE Indus. Elec. Soc. Conf. vol. 3, pp.2144-2149, 2003.
73. N.Matsui, "Sensorless PM Brushless DC motor drives", IEEE Trans. Incustrial Electronics, vol.43 No.2, pp.300-308, 1996.
74. 설승기, "전기기기 제어론", 브레인코리아, 2002.
75. 백경동, "계층적 구조의 퍼지시스템과 상태 변화 패턴을 이용한 브러시리스 직류전동기의 고장진단", 부산대학교, 공학석사 학위논문, 2008.
76. Application Note : TLE6280GP - A bridge driver IC for High current 3 phase motor drives in 12 and 24V power nets, Infineon, July 2002.
77. P. Yedamale and Microchip Technology Inc., "Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals", Application Note AN885.pdf, 2003.
78. M. A. Awadallah and M. M. Morcos, "Detection of Insulation Failure in BLDC Motors Using Neuro-Fuzzy Systems", Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, pp. 18-21, 2005.
79. B.-G. Park, T.-S. Kim, J.-S. Ryu and D.-S. Hyun, "Fault Tolerant Strategies for BLDC Motors Drives under Switching Faults", IEEE Industry Applications Conference 41st IAS, pp. 1637-1641, 2006.
80. S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler and R. G. Harley, "Analytic-Wavelet-Ridge- Based Detection of Dynamic Eccentricity in Brushless Direct Current (BLDC) Motors Functioning Under Dynamic Operating Conditions", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, pp. 1410-1419, 2007.

90. S. Rajagopalan, W. Roux, T. G. Habetler and R. G. Harley, "Dynamic Eccentricity and Demagnetized Rotor Magnet Detection in Trapezoidal Flux (Brushless DC) Motors Operating Under Different Load Conditions", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, pp.2061-2069, 2007.
91. P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor for Servo Drives", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 380~390, 1987.
92. Renato Carlson, Michel Lajoie-Mazenc and Joao C. dos S. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation In Brushless DC machines", IEEE Conference of IAS Annual Meeting, pp. 287~292, 1990.
93. D. C. Hanselman, "Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors", IEEE Trans. On IE, Vol. 41, No. 3, pp.292~300, June, 1994.
94. H. Zeroug et al, "Analysis of Torque Ripple in BDCM", IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 38, No. 2, pp. 1293-1296, March, 2002.
95. 김윤화, "자동차용 반도체시장 동향. 정보통신정책(Information & communication policy)", vol 20. NO.8, 2008.
96. 오영관, "자동차용 반도체 '가속 페달'을 밟아라. EP&C 전자부품", Available from: <http://www.epnc.co.kr/pdf/2006/200604/01200604034.pdf>. accessed Oct. 10. 2008.
97. 추정엽, "자동차용 반도체산업의 기술 및 동향. 한국부품소재산업진흥원", Available from: <http://www.firststep.or.kr>. accessed Mar. 12. 2008.
98. Andreini A. 등, "Smart Power ICs", springer, pp 254-265, 1995.
99. Jamie Dunn, "Determining MOSFET Driver Needs for Motor Drive application," Microchip. tec. inc application Note AN-898, 2000.
100. 조형민, "DSP를 이용한 브러시리스 DC모터의 센서리스 구동 및 속도 제어에

- 관한 연구”. 석사학위논문. 한양대학교, 1998.
101. 김대원, “마이크로 컨트롤러를 이용한 BLDC 전동기 구동에 관한 연구”, 석사학위논문. 전남대학교, 2000.
 102. 안영일, “자동차용 Cooling Fan 구동용 motor에 BLDC motor 적용에 관한 설계 해석 및 특성 연구”, 석사학위논문. 한국기술교육대학. 2004.
 103. I. R. Corp., “HV floating MOS-gate drive ICs, ” IR Application Note AN-978.
 104. Park , S and T . M Jahns , “A Self-Boost charge pump topology for a gate drive high-side power supply,” IEEE Trans. Power Elec, 2, vol. 20 pp 300-307. 2005.
 105. Andreini A. 등, “Smart Power ICs”, springer, pp 193-199, 1995.
 106. G. F. W. Khoo, D. R. H. Carter, and R. A. McMahan, “Analysis of a charge pump power supply with a floating voltage referenc,” IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 47, NO. 10, pp. 1494-1501, Oct. 2000.
 107. G. Di Cataldo and G. Palumbo, “Double and triple charge pump for power IC : Dynamic models which take parasitic effects into account,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 40, pp 92-101, FEB. 1993.
 108. T. Tanzawa, T. Tanaka, “A dynamic analysis of the dickson charge pump”, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, pp. 1231-1240, August 1997.
 109. J. -T. Wu, K.-l. Chang, “MOS charge pump for low-voltage operation”, IEEE J. Solid-State Circuitts, vol. 33, no. 4, pp. 592-597, April 1998.
 110. Shiming Han & Xiaobo Wu and Xiaolang Yan. “Novel Dual-Output Step Up and Down Switched Capacitor DC/DC Converter”, IEEE Conference on 20-22 , pp. 871 - 874, 2007.
 111. MAXIM “DC-DC Conversion Without Inductors”, Maxim-ic. Application Note 725. USA. 2009.

112. MAXIM (2000) Switched-Capacitor Voltage Doublers Data Sheet. Max1682. USA.
113. Y. Han, J. Chen, and J. Liang, "Summary of HV power ICs protecting circuit design," in Conf. Rec. Solid-State and Integrated Circuit Technology, vol. 1, pp.135-138, 2001.
114. 박영배, 구관본 "A Novel Thermal Shut Down circuit", 전력전자학회 2006년도 학술대회 논문집, pp. 254-256, 2006.
115. J. R. Hendershot and T.J.E. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Physics Pub., 1994.
116. 김덕근, "페라이트 자석 직류전동기의 최적치수 설계에 관한 연구", 박사학위논문, 서울대학교 1992.
117. 윤중석, "자극형상 최적화에 의한 표면부착 영구자석형 교류 서보모타의 최적설계", 박사학위논문, 서울대학교 1993.
118. 최홍순, "전기계의 FEM 소프트웨어의 구조", 월간 전자제어계측 & 인터페이스, pp. 134-137, 1997년 7월, 1997.
119. C. F. Parker, J. K. Sykulski, S. C. Taylor and C. S. Biddlecombe, "Parametric Environment for EM Computer Aided Design", IEEE Trans. on Mag., Vol.32, No. 3, pp. 1433-1436, 1996.
120. 최홍순, 한송엽, "스페이스 매핑과 유한요소 해석에 의한 IPM형 모터 설계", 전기기기연구회 2000년 춘계학술대회 논문집, 2000.
121. 최홍순, 한송엽, "자기회로법과 유한요소법을 결합한 전기기기 설계", 대한전기학회 1999년 추계학술대회 논문집, 1999.
122. H.S. Choi and etc, "An Adaptive Mesh Generator based on Nodal Errors", IEEE Trans. on Mag., Vol. 36, No. 4, pp.1619-1622, 2000.
123. 운영환, 장주섭, "X-BY-Wire System의 개발현황", 한국자동차공학회지 제26권 제1호 pp15-41, 2004.

124. 윤상우, “자석이 이야기”, (주)마그토피아, pp. 15, 2009.
125. Melexis, “MLX81200 datasheet”, Rev 032, pp. 1-4, August 2010.
126. Melexis, “MLX81200 Software Design Description”, pp.12-17, Mar-2011.
127. Denso, “Web Homepage”, 2012.
128. Daniel McKey, Gary Nichos and Bart Schreurs, “Delphi Electronic Throttle Control Systems for Model Year 2000; Driver Features, System Security, and OEM Benefits ETC for the Mass Market”, SAE 2000 World Congress Detroit Michigan March 6-9, 2000.
129. Carlos Canudas de Wit, Ilya Kolmanovsky, Jing Sun Laboratoire d’Automatique de Grenoble “ Adaptive Pulse Control of Electronic Throttle” Proceeding of the American Control Conference Arlington, VA June 25-27, 2001.
130. Chang Yang, Visteon Corporation “ Model-Based Analysis and Tuning of Electronic Throttle Controllers” SAE TECHNICAL PAPER SERIES, 2004.
131. Umit Ozguner, Sulgi Hong, and Yaodong Pan “ Discrete- time Sliding Mode Control of Electronic Throttle Valve” Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control Oriando Florida USA, December 2001.
132. Toshihiro Aono, Takehiko Kowatari “ A Throttle Control Algorithm for Improving Engine Response Based on the Characteristics of Electronic-Throttle-Control Actuator” The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society
133. Danijel Pavkovic, Josko Deur, Martin Jansz, Nedjeljko Peric “ Adaptive control of automotive electronic throttle” Control Engineering Practice 14, pp.121-136, 2006.
134. Johan Gagner, Rickard Bondesson “ Adaptive Realtime Control of a Nonlinear Throttle Unit” Department of Automatic Control Lund Institute

- of Technology, February 2000.
135. Jo'sko Deur, Danijel Pavkovic, Nedjeljko Peric, Martin Jansz, Davor 5544 Hrovat "An Electronic Throttle Control Strategy Including Compensation of Friction and Limp-Home Effects" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 40, NO. 3, MAY/JUNE 2004.
 136. Yaodong Pan, Oguz Dagci, and Umit Ozguner, "Variable Structure Control of Electronic Throttle Valve", Submitted to IEEE International Vehicle Electronics Conference (IVEC'2001), Tottori, Japan, 2001.
 137. Paul G. Griffiths "Embedded Software Control Design for an Electronic Throttle Body" B.S. Mechanical Engineering (Michigan Technological University) 2000.
 138. 송재복, 김효준, 민덕인 "TCS용 스로틀 액츄에이터 제어 시스템" 한국자동차 공학회논문집, 제 5권 제 3호, pp.191-201, 1997.
 139. Ross Pursifull and Holly Keener "Motorized Throttle Positioning Simulation Model" SAE TECHNICAL PAPER SERIES, 2003.
 140. Miroslav Baric, Ivan Petrovic, Nedjeljko Peric "Neural network-based sliding mode control of electronic throttle" Engineering Applications of Artificial Intelligence 18, pp.951 - 961, 2005.
 141. Carlo Rossi, Andrea Tilli, and Alberto Tonielli "Robust Control of a Throttle Body for Drive by Wire Operation of Automotive Engines" IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, VOL. 8, NO. 6, NOVEMBER 2000.
 142. Oguz Hasan Dagci, Yaodong Pan, Umit Ozguner " Sliding Mode Control of Electronic Throttle Valve " Proceedings of the American Control Conference Anchorage, 2002.
 143. 신위재, 이상윤, "퍼지논리를 사용한 엔진 동력계 시스템의 트로틀 밸브 제어

- 기 설계 및 구현”, 제어 자동화 시스템공학 논문지, Vol. 3, No.6, 1997.
144. 강상민, 윤마류, 선우명호 “스로틀 개도 제어와 부하토크 추정을 이용한 엔진 제어 방식 TCS ” Transaction of KSAE, Vol, 12, No. 2, pp.139-147, 2004.
 145. 김대경, “압축기용 브러시리스 직류전동기의 기동 성능 개선 및 토크 맥동 저감” 한양대학교 박사학위논문, 2007.
 146. 박수현, “자동차 연료펌프용 저가형 센서리스 BLDC 전동 시스템”, 전남대학교 대학원, 석사학위논문, 2013.
 147. 장진욱, “자동차 연료 펌프용 BLDC 모터의 센서리스 제어에 관한 연구”, 공주대학교 대학원, 석사학위논문, 2012.
 148. Duc Thuan Vu, “A Study on Thermal Analysis and Cooling System Design of Brushless Direct Current(BLDC) Motor for Air Conditioning System on Electric Vehicle”, The Graduate School of Yeungnam University, Doctor of Philosophy in Mechanical Engineering, 2013

APPENDIX

```
#include <math.h>

__declspec(dllexport) void simuser (t, delt, in, out)

double t, delt;

double *in, *out;

{

    static int UH_c1,UH_c0;
    static int UL_c1,UL_c0;
    static int VH_c1,VH_c0;
    static int VL_c1,VL_c0;
    static int WH_c1,WH_c0;
    static int WL_c1,WL_c0;

    double Ha,Hb,Hc;

    Ha = in[0];
    Hb = in[1];
    Hc = in[2];
    if( (Ha == 0) && (Hb == -1) && (Hc == 1) )
    {
        UH_c1 = 0; UH_c0 = 0;
        UL_c1 = 0; UL_c0 = 0;
        VH_c1 = 0; VH_c0 = 0;
        VL_c1 = 1; VL_c0 = 1;
    }
}
```

```

        WH_c1 = 0; WH_c0 = 1;
        WL_c1 = 0; WL_c0 = 0;
    }
else if( (Ha == 1) && (Hb == -1) && (Hc == 0) )
{
    UH_c1 = 1; UH_c0 = 1;
    UL_c1 = 0; UL_c0 = 0;
    VH_c1 = 0; VH_c0 = 0;
    VL_c1 = 0; VL_c0 = 1;
    WH_c1 = 0; WH_c0 = 0;
    WL_c1 = 0; WL_c0 = 0;
}
else if( (Ha == 1) && (Hb == 0) && (Hc == -1) )
{
    UH_c1 = 0; UH_c0 = 1;
    UL_c1 = 0; UL_c0 = 0;
    VH_c1 = 0; VH_c0 = 0;
    VL_c1 = 0; VL_c0 = 0;
    WH_c1 = 0; WH_c0 = 0;
    WL_c1 = 1; WL_c0 = 1;
}
else if( (Ha == 0) && (Hb == 1) && (Hc == -1) )
{
    UH_c1 = 0; UH_c0 = 0;
    UL_c1 = 0; UL_c0 = 0;
    VH_c1 = 1; VH_c0 = 1;

```

```

        VL_c1 = 0; VL_c0 = 0;
        WH_c1 = 0; WH_c0 = 0;
        WL_c1 = 0; WL_c0 = 1;
    }
else if( (Ha == -1) && (Hb == 1) && (Hc == 0) )
{
    UH_c1 = 0; UH_c0 = 0;
    UL_c1 = 1; UL_c0 = 1;
    VH_c1 = 0; VH_c0 = 1;
    VL_c1 = 0; VL_c0 = 0;
    WH_c1 = 0; WH_c0 = 0;
    WL_c1 = 0; WL_c0 = 0;
}
else if( (Ha == -1) && (Hb == 0) && (Hc == 1) )
{
    UH_c1 = 0; UH_c0 = 0;
    UL_c1 = 0; UL_c0 = 1;
    VH_c1 = 0; VH_c0 = 0;
    VL_c1 = 0; VL_c0 = 0;
    WH_c1 = 1; WH_c0 = 1;
    WL_c1 = 0; WL_c0 = 0;
}

out[0] = UH_c1; out[1] = UH_c0;
out[2] = UL_c1; out[3] = UL_c0;
out[4] = VH_c1; out[5] = VH_c0;

```

```
out[6] = VL_c1; out[7] = VL_c0;  
out[8] = WH_c1; out[9] = WH_c0;  
out[10] = WL_c1; out[11] = WL_c0;  
}
```

초 록

분할형 성형코어의 자속밀도 향상에 따른 모터효율 특성평가

박용순

지도교수 : 차용훈

기계공학과

조선대학교 대학원

친환경적 자동차의 대표적인 사례가 전기모터에 의해 구동 되어지는 전기자동차 외 하이브리드, 연료전지 자동차 등이 있으며 이 중 가장 핵심 기술인 전기 모터 응용기술이 친환경 자동차의 기술로 대표 되고 있어 이에 대한 기술적 수요가 증대 되고 있다. 세계 모터 기술 분야는 초소형, 고속화, 고효율화, 고출력화 및 경량화를 위한 제품이 급성장하는 추세이고, 특히, 환경에 대한 관심이 고조 되면서 친환경 제품이 새로운 시장을 형성 하고 있다. 이러한 연구개발에 대한 수요 및 소비 전력을 저감하기 위한 규제강화 및 기술 개발이 활발하게 전개되고 있는 추세이다. 전기자동차의 구동 모터인 10kw~100kw급 BLDC 모터 개발에 전기자동차 모터 생산업체 뿐만 아니라 가전 및 산업모터를 생산하는 업체들까지 제품개발 및 품질 향상에 관한 연구와 사업에 뛰어 들고 있다. 그 이유로 BLDC 모터는 브러시가 없으므로 전기적, 기계적 노이즈가 작고 고속화가 용이하며 신뢰성이 높고 유지보수가 필요 없는 등 일반 DC, AC모터 보다 전기자동차 구동모터로서 장점이 많기 때문이다. 그러기 때문에 고가라는 단점에도 불구하고 수명과 효율이 좋기에 전기자동차의 구동모터로 많이 연구되고 있다.

오늘날 희토류 영구자석은 그 응용범위가 매우 넓어 중요한 기초 물질이 되었다. 각종 전자산업의 발전과 모터 출력의 증대와 함께 브러시가 달린 DC모터에서 브

러시리스 모터로, 내장자석 역시 페라이트 자석에서 네오뉘(Nd-Fe-B)계 소결자석으로 바뀌고 있다. 희토류 영구자석은 성능개선 및 경량화에 필요한 고성능 모터 개발에 필수적으로 사용된다. BLDC 코어는 영구자석을 사용하는데 일반적으로 페라이트 자석을 사용할 경우가 많으나 체적 당 토크가 작다. 이 결점을 개선하기 위해 에너지급이 높은 희토류 자석을 사용하는데 비용이 상당히 높아질 뿐만 아니라 모터제작비용에 약 60%를 차지한다. 희토류 금속은 세계적으로 그 매장량이 한계가 있으므로, 네오뉘(Nd-Fe-B) 소결자석의 결정입자 사이를 $5\ \mu\text{m}$ 에서 $1.1\ \mu\text{m}$ 사이로 작게 함으로써 보자력을 향상시켜 디스프로슘의 사용량을 절감하는 기술 등과 같은 연구가 활발히 일어나고 있다.

본 논문은 전기자동차용 고효율 BLDC 모터의 구동방식은 Hall 센서, 엔코더, 리졸버 등을 사용하여 센서리스 제어 방식을 선택 하였으며, BLDC 핵심부품의 스테이터(Stator)를 분할 형으로 개발하고자 하였다. 고효율 BLDC 모터 성능효율 향상 위하여 모터코어에 대한 분말성형품을 개발하고, 성형코어의 잔류자속밀도에 따른 모터효율에 대한 성능관계를 모터다이나모 시스템에서 검증하고자 하였다. 희토류 금속의 하나인 네오뉘 자속은 잔류자속밀도와 보자력 등이 다른 희토류금속보다 우수하지만 온도 특성이 너무 나빠서 온도변화에 의한 자속밀도의 하락이 심하여 그린카 모터개발에 있어서 매우 어려운 난제에 있다. 이러한 단점을 극복하고, 모터의 효율 향상을 위하여 분말성형 코어의 잔류자속밀도가 최대치인 성형코어를 얻고자 하였으며, 잔류자속밀도가 다른 분말성형 코어부품에 대하여 모터를 제작하고, 제작된 코어제품이 BLDC모터의 성능효율 영향에 대하여 다이나모 테스트 시험을 통하여 검증하고자 하였다. 이러한 일련의 실험과정을 통하여 그린카에 적용할 그린카 보급형 구동시스템을 개발하고자 하였으며, 연구한 결과는 다음과 같다.

1. 최대출력 시험결과를 측정하기 위하여 인버터 입력은 입력전압(VDC) 310으로 측정되었으며, 모터 출력은 토크(Nm) 40.386, 정격 회전수(rpm) 3,233, 정격출

력(kw) 9.24로 측정되었다.

- 2.. 제작된 BLDC 분할형 분말성형 코어에 대하여 성형밀도와 코어 표면의 비커스 경도시험을 수행하였다. 실험결과 성형밀도는 $7.1\sim 7.5g/cm^2$, 비커스 경도 평균 557~584(Hv) 범위에서 측정되었으며, 성형코어의 밀도가 높을 수록 경도의 측정값이 높았음을 확인하였다.
- 3.. 제작된 BLDC 분할형 분말성형 코어에 대하여 잔류자속밀도에 대하여 측정 실험과 최고 사용온도가 $80\sim 120^{\circ}C$, 가혹조건 온도가 $200^{\circ}C$ 일 때 10,000~12,970 Br 범위에서 측정되었으며, 분말성형코어의 밀도와 경도가 높을수록 잔류자속밀도가 높게 측정 되었다.
4. 분할형 분말성형 코어의 다이내모 시험을 통해 성능평가를 수행한 결과 성형 밀도가 최대 $7.48g/cm^2$, 잔류자속밀도는 최대 12,970 Br일 때 최대 효율이 93%의 결과를 얻음을 확인할 수 있었다. 성형밀도와 잔류자속밀도가 높은 코어 일수록 모터의 성능 효율이 높게 측정되었다.
5. 분할형 분말성형 코어의 성능평가를 수행한 결과를 바탕으로 BLDC 모터를 제작하여 성능평가를 수행한 결과 최대 토크 40.386N.m, 속도 3,233rpm, 전압 220.03V, 와트 9.24k 일 때 최대 효율이 93.0%를 나타내었으며, 일반 전기자동차 모터의 효율인 92~94%에 충족함에 따라 개발된 제어기 및 모터의 성능이 우수함을 확인하였다.

PWM은 고성능을 발휘 할 수 있고 효율 및 역률이 높기 때문에 드라이브의 적용 분야에 큰 호응을 받고 있다. 이에 일정 토크 영역 뿐 만 아니라 일정 출력영역

까지 광범위한 운전 속도범위까지 BLDC 모터의 운전이 가능하기 때문에 앞으로의 연구가 기대되며, 응답성, 스위칭주파수, 출력전류의 고주파 함유율, 제어의 선형성 등의 측면에서 우수한 제어 알고리즘으로 다양한 드라이브 시스템에 적용되고 있다. 이에 고성능 및 고효율 전기자동차용 BLDC 모터 및 드라이브 시스템에 대하여 자동차 부품회사 관련 기업에 널리 기술을 응용할 수 있으며, 향후 친환경 자동차에 개발에 일조할 것으로 기대된다.