

하이브리드 전기자동차 구동용 전력변환장치

李志明[†], 李載龍^{*}, 朴來寬^{**}, 張西建^{***}, 崔景壽^{****}

Power Conversion Unit for Hybrid Electric Vehicles

Ji-Myoung Lee, Jae-Yong Lee, Rae-Kwan Park, Seo-Geon Chang and Kyung-Soo Choi

요 약

본 논문에서는 하이브리드 자동차용 전력변환 장치인 HDC(High side DC/DC Converter)와 MCU(Motor Control Unit)의 제어 전략과 설계 결과를 설명한다. MCU와 HDC가 차량용 부품임을 감안하여 그 설계의 관점을 출력밀도 향상과 신뢰성 확보에 두고 있다. 이를 위해 제어기로는 고성능의 MPC5554 CPU를 기반으로 설계하였고, 수동 소자인 인덕터와 커패시터도 효율 최적화의 관점에서 제작하였으며, 전력용 반도체로는 세미크론사의 자동차용 모듈인 Skim63을 사용하였다. 방열기관의 전산해석을 통해 최적의 방열모형을 선정하였고 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 검증하였다. 본 연구의 제어 전략과 각 부품의 성능은 실험벤치 및 실차 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였고 보완설계 과정을 통하여 신뢰성을 확보하였다.

ABSTRACT

This paper describes design procedure and control strategy of HDC(High side DC/DC Converter) and MCU(Motor Control Unit) for diesel hybrid electric vehicle. In designing HDC and MCU for HEV high power density and reliability is strongly needed to meet the demand of automotive industry. In order to achieve the high performance of a controller, MPC5554 based control board is developed. An optimized film capacitor and inductor are also developed for high efficiency driving. Skim 63 IGBT module of SEMIKRON for automotive is used for power switching device. The most efficient cooling model for optimal size and reliability were verified by simulation. These procedures are verified by bench or driving test and the results are present in this paper.

Key Words : Hybrid Electric vehicle, HDC(High side DC/DC Converter), MCU(Motor Control Unit), MTPA-algorithm, 3-phase interleaving, MPC5554, Cooling model and simulation

1. 서 론

1990년대 CO2 배출량 저감, 연비 향상을 목적으로 하이브리드 자동차의 개념이 정립된 이후 내연 엔진에

전동력 추진체계를 접목한 하이브리드 자동차가 널리 확산되고 있다. 2000년대에 접어들어 도요타를 비롯한 일본과 미국의 몇 개 자동차 제조사가 양산 단계에 접어들었고, 최근에는 국내 자동차 제조사에서도 양산 목표에 가솔린 및 LPG 하이브리드 자동차의 양산을 서두르고 있다.

디젤 자동차의 경우 시장 규모가 가솔린 자동차보다 작고 디젤 엔진의 특성상 동급의 가솔린 엔진에 비해 기반 연비가 높아 하이브리드 차량의 국내 양산이 다소 늦은 2005년 이후에야 시작되었다. 그러나 비교적 연료소모가 많은 대형 차량과 운행거리가 많은 영업용

[†]교신저자 : 정회원, (주)에이디티 중앙연구소 책임연구원
E-mail : jmlee@adtech21.com
^{*}정회원, (주)에이디티 중앙연구소 주임연구원
^{**}정회원, (주)에이디티 중앙연구소 책임연구원
^{***}정회원, (주)에이디티 중앙연구소 연구소장
^{****}정회원, (주)에이디티 중앙연구소 대표이사
접수일자 : 2008. 8. 12 1차 심사 : 2008. 9. 3
심사완료 : 2008. 10. 7

차량에 사용된다는 점과 COx 및 NOx의 배출량이 많다는 디젤 엔진의 특성상 하이브리드 화를 통한 경제적, 환경적 이득이 커 디젤 차량에 특화된 전력변환장치의 개발이 시급하다 하겠다.

본 논문에서는 디젤 하이브리드 추진 체계에 대한 연구 중 모터 제어기(MCU)와 부스트 컨버터(HDC)에 대한 개발의 결과를 소개하고자 한다.

2장에서는 HDC와 MCU의 설계 사양과 제어 토폴로지 및 동작 알고리즘을 설명하고, 3장에서는 인덕터, 커패시터, 제어보드, 방열기관 등 주요부품의 개발 결과와 그 특징을 설명한다. 4장에서는 개발 시제품의 단품 평가의 결과와 비승압형 MCU의 차량 운행 시험 결과를 설명한다.

2. 전력변환장치

그림 1은 하이브리드 자동차의 전력변환 장치인 HDC와 MCU의 구성을 보인다. MCU는 HCU(Hybrid control unit)로부터 수신한 지령 토크를 모터에 인가하는 전압형 인버터로 구성되고, HDC는 고압 배터리의 전압을 승압하여 MCU와 전기모터의 효율을 높이는 부스트 컨버터로 구성된다. 파워스텍은 3상 부스트 인덕터부, 입·출력 직류단의 필름 커패시터부, 2조의 3상 풀-브리지 IGBT 모듈부로 구성된다. MPC5554 CPU를 기반으로 하는 제어보드부는 HDC와 MCU의 전압과 전류 제어, 동작 및 고장상태의 판단, 상위제어기와의 통신 등을 담당한다.

2.1 HDC의 토폴로지

HDC는 고압 배터리의 전압을 인버터 직류링크단에 요구되는 전압으로 승압하는 양방향 DC-DC 컨버터로 구성된다. 표 1은 HDC의 주요 사양을 보인다. 입·출력단의 전압차를 고려하여 비 절연형으로 설계가 이루어졌으며 제한된 배터리로 구동된다는 점을 감안하여 단상, 2상, 3상의 부스트 컨버터의 효율을 비교·분석한 후 최적의 토폴로지를 선정하도록 하였다^[1].

기존의 하드 스위칭에서 발생하는 스위칭 손실을 줄이기 위해 인덕터 전류의 불연속 모드를 이용하는 영전압 스위칭 방식(Zero Voltage Switching-ZVS)을 적용하였다^{[2],[3]}. 이때 인덕터 전류가 불연속으로 동작하기 위해서는 부스트 인덕터의 인덕턴스를 작게 설계하여야 한다. 따라서 인덕터의 전류 리플이 증가하여 스위치의 도통 손실과 입·출력단 커패시터의 리플전류 내량도 커지게 된다. 이와 같은 불연속 모드의 단점은

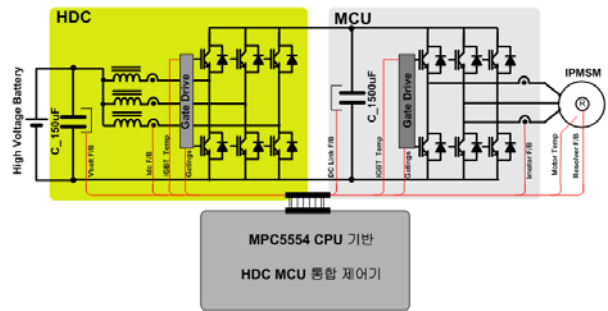


그림 1 하이브리드 자동차용 Power converter의 구성
Fig. 1 Configuration of power converter for HEV

표 1 HDC 컨버터의 사양

Table 1 Rate Values of HDC

항 목	내 용	
최대 출력/주 동작 전력 범위	49 kW /25 ~ 35 kW	
입력	동작전압	240 ~ 280, 260 V _{nom}
	최대전류	204 A @ 240 V
출력	동작 전압	400 ~ 600 V
	동작 전류	50A@600V 66.67A@450V
동작온도	-30 ~ 105 °C	
IGBT 전류 정격	357A/289A @25/70 °C	
IGBT switching Frequency	15 kHz	
컨버터 손실	5 %, 1726W	
유량 및 Coolant 온도 상승	6 Liter/min,4.1 °C	
유입/토출 온도 (요구치)	70.0 /74.1°C	

표 2 MCU의 사양

Table 2 Rate Values of MCU

항 목	사 양
Input Voltage	400 ~ 600 Vdc
Max Out Power	156 Arms, 43.2 kW, 10sec
Max Motor Speed	6000 rpm
Efficiency	95 %
F _{sw}	15 kHz
Speed Sensor F/B	Resolver
Communication	CAN 1ch, RS232 1ch

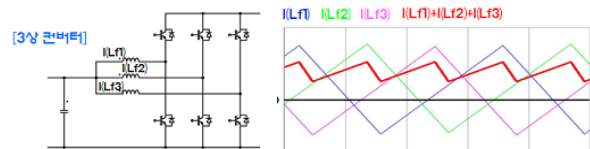


그림 2 3상 인터리빙 동작
Fig. 2 3-Phase interleaving operation

그림 2와 같이 3개의 단상 컨버터를 병렬로 연결한 후 각상에 120°의 위상차를 주어 동작시키는 3상 인터리

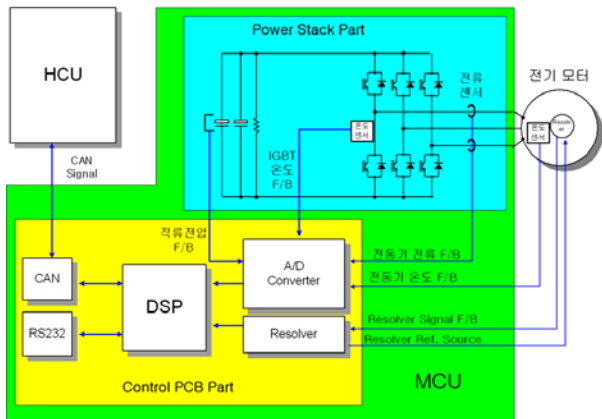


그림 3 MCU의 구성
Fig. 3 System configuration of MCU

빙 방식으로 해결 할 수 있는데 실제 스위칭 주파수의 증가 없이 스위칭 주파수를 3배 높이는 효과를 얻을 수 있어 소자의 전류 정격과 커패시터의 용량 감소를 기대할 수 있다^[1].

2.2 MCU

표 2는 MCU의 사양을 나타낸다. MCU와 전동기의 효율을 고려하여 400 ~ 600V의 동작전압을 갖는다. 출력 전류 사양은 모터의 사양에 정합하였고, 고속회전에서의 전류제어가 용이하도록 스위칭 주파수를 15kHz로 설정하였다. 속도 피드백을 위해 Resolver 인터페이스 회로를 채용하였으며, 통신회로로써 CAN 1 채널과 RS232 1채널을 갖는다.

그림 3은 MCU의 구성을 나타낸다. 하나의 CPU로 HDC와 MCU가 제어되도록 제어보드를 구성하였으며, 상위제어기인 HCU로부터 CAN을 통하여 토크, 속도 지령 등을 받아 모터를 제어하는 역할을 수행한다. 또한 IGBT의 온도검출, IGBT 암 단락 보호, 출력 과전류, DC 링크 과전압 등의 보호동작을 수행한다.

2.3 출력 최대화 전략

IPMSM은 식(1)에서 본 바와 같이 전류와 토크의 관계가 비선형을 갖고, 속도에 따라 변하는 전압과 전류의 제한 관계를 갖는다^[4,6].

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \{ \Lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_q i_d \} \quad (1)$$

이러한 문제를 해결하고 전류 당 토크의 밀도를 최대화하기위해 본 논문에서는 전류벡터에 따른 역자속

(Inverse Flux)과 토크를 구한 후 역자속 기준치와 토크지령에 상응하는 최소의 전류벡터를 역으로 찾아 테이블 화하여 제어에 반영하는 방법을 적용하였다.

이를 위해 토크지령-순시속도-직류전압의 상관관계를 자속으로 표현하고, 각 직류전압과 속도에 대응되는 자속의 크기를 식(2)로, 해당 토크를 발생시킬 수 있는 전류의 벡터를 식(3)로 계산한 후 그 역관계로부터 전류 지령치를 얻도록 하였다.

$$|\lambda| = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \omega_r} \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\vec{\lambda} \times \vec{I}) \quad (3)$$

이를 위해 전류 별 자속과 출력 토크를 측정하여야 한다. 먼저, 일정속도로 회전하는 전동기에 식(4)의 전류를 인가하여 인버터의 출력전압을 측정한다.

$$I_{(m,n)} = I_m e^{j(\omega t + \theta_n)} \quad (4)$$

단, I 는 0[A]에서 인버터의 최대 전류까지의 변위를 가지고, θ 는 90~180도의 변위를 가진다. 한편, 전동기의 자속은 인가 전류와 제어 전압으로부터 식(5)로 구

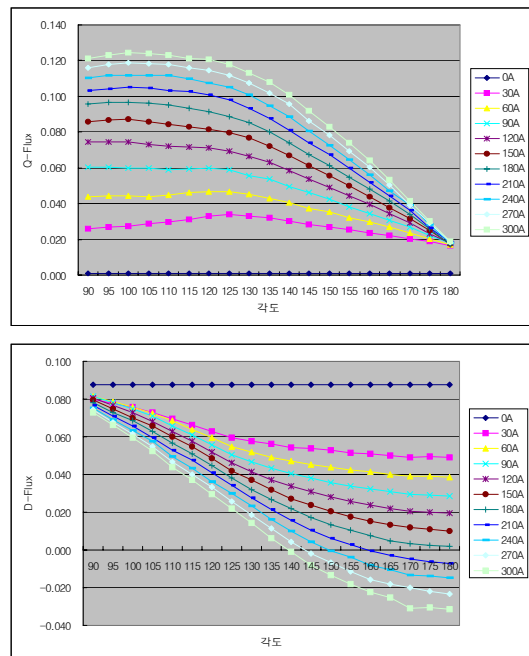


그림 4 전류벡터 Vs. 자속 테이블
Fig. 4 Current Vector Vs. Flux Tables

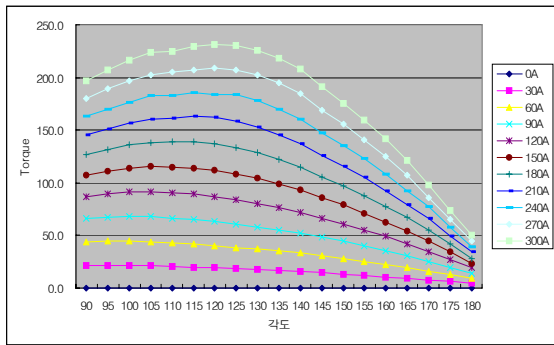


그림 5 전류벡터 Vs. 토크 테이블
Fig. 5 Current Vector Vs. Torque Table

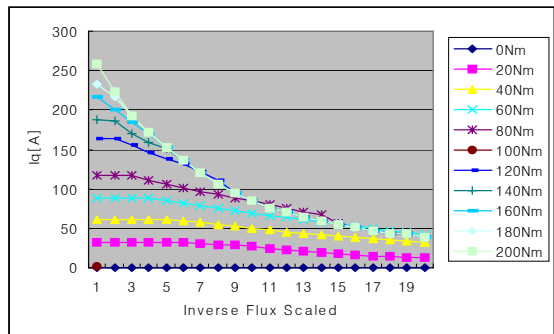
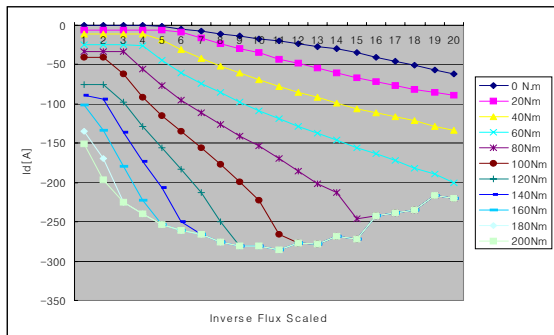


그림 6 d-q 전류기준치
Fig. 6 d-q Current references

할 수 있다. 그 결과는 그림 4의 테이블로 구성된다.

$$\lambda_{dq} = (v_{dq} - R_s i_{dq}) / \omega_r \quad (5)$$

전동기의 출력 토크는 자속과 전류의 곱으로 식(6)과 같이 구할 수 있다. 그 결과는 그림 5와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (6)$$

위의 과정으로 얻은 전류-자속의 테이블과 전류-토

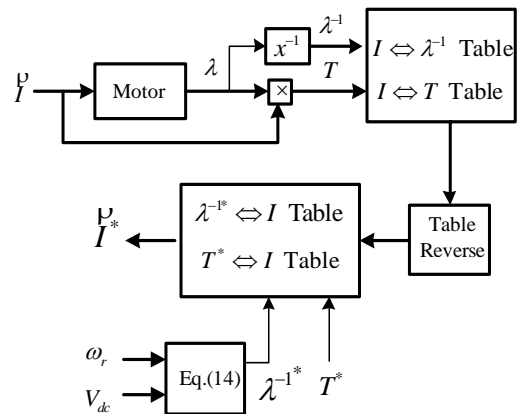


그림 7 전동기 전류기준치의 발생
Fig. 7 Generation of motor current references

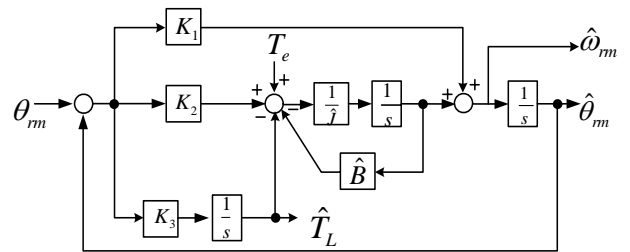


그림 8 전 차원 위상 관측기
Fig. 8 Full order state observer

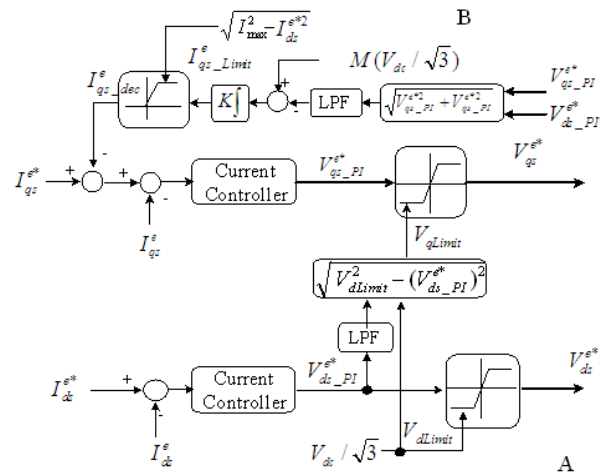


그림 9 PI 전류제어기의 포화 방지
Fig. 9 Non-saturable PI current controller

크의 테이블을 바탕으로 그 역 관계인 자속-전류, 토크-전류의 테이블을 생성한다. 이 후, 각 토크를 생성하는 최소 크기와 최소 각도의 전류를 찾은 후 각 전류 벡터가 갖는 역자속값이 전동기 속도와 직류링크전

압으로부터 계산되는 역자속기준값보다 큰지 여부를 판단하여 전류기준치를 생성한다. 만약 역자속기준치를 만족하는 참조치가 없을 경우 그 이전의 데이터로 전류 지령치를 생성한다. 그 결과 생성된 d-q 전류 테이블은 그림 6과 같다. 그림 7은 위의 과정을 간략히 설명하는 블록도이다.

한편, 전기 자동차에 적용되는 IPMSM은 최대토크를 키우기 위해 12°32'의 극수를 가지며 기본적으로 트랜스미션과 직결되어 있으므로 6000[rpm]이상의 고속으로 운전된다. 이 경우 톨렉턴스 토크에 의한 기계적 진동과 레졸버 취부상의 각도 편이에 의해 안정된 각도 정보를 얻는 것이 어려워진다. 이러한 각도를 제어에 반영하면 전류 리플과 토크 리플이 더욱 심해지는 악순환이 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 그림 8과 같은 전차원 상태추기를 이용하여 측정된 속도와 위치를 재구성하여 제어에 반영하였다. 식(7)의 상태관측기의 전달함수는 식(8)로 표현할 수 있으므로 모델링 오차와 외란 입력에서 시스템을 안정하게 하는 비례 제어기로 볼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_r \\ \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_r + K_1(\theta_r - \hat{\theta}_r) \\ -\frac{\hat{B}}{J}\hat{\omega}_r - \frac{1}{J}\hat{T}_L + \frac{1}{J}T_e + K_2(\theta_r - \hat{\theta}_r) \\ K_3(\theta_r - \hat{\theta}_r) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r} = \frac{K_1S^2 + K_2S + K_3}{JS^3 + (\hat{B} + K_1)S^2 + K_2S + K_3} \quad (8)$$

여기서 관측기의 이득은 다음과 같이 선정하였다.

$$\begin{aligned} K_1 &= 3\beta - \frac{\hat{B}}{J}, K_3 = -\beta^3 \hat{J} \\ K_2 &= \hat{J} \left(3\beta^2 - 3\beta \frac{\hat{B}}{J} + \left(\frac{\hat{B}}{J} \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (9)$$

이때 특성근 β 는 속도제어계의 주파수 대역폭의 2.5배 이상이고 동시에 K_1 이 \hat{B} 보다 충분히 크도록 선정하였다. 이 경우 식(8)의 크기가 주파수에 대하여 단조증가 하므로 마찰계수 \hat{B} 와 관성계수인 \hat{J} 의 추정 오차에 강인한 특성을 갖는다^[7].

한편, 고속운전에 따라 기본 주파수와 샘플링 주파수 간에 간섭이 발생하므로 전동기 전류와 인버터 출

력전압을 제어주기만큼 보정하여야 한다. 이때 한 샘플링 전향 보상은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} X_{qse-comp} \\ X_{dse-comp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r-comp}) & \sin(\theta_{r-comp}) \\ -\sin(\theta_{r-comp}) & \cos(\theta_{r-comp}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{qse} \\ X_{dse} \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서 전향 보상 위상각은 다음과 같다.

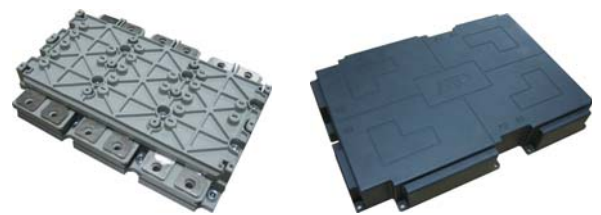
$$\theta_{r-comp} = \theta_r + \omega_r \frac{T_s}{2} \quad (11)$$

아울러 전류 제어기의 포화를 방지하기위해 그림 9과 같이 q축 전류 제어기의 기준치(B)와 제어기의 출력 제한치(A)를 조정하도록 하여 비정상적인 토크입력에 대해 제어 안정도를 높였다.

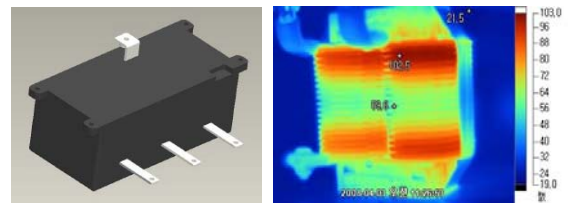
3. 전력변환장치의 제작

3.1 주요 부품의 개발 결과

본 절에서는 HDC와 MCU의 주요 부품의 설계 및 그 결과에 대하여 설명하고자한다. 그림 10은 각 부품들의 외형을 보인다. 그림 (a)는 HDC와 MCU의 전력용 반도체를 보인다. SEMIKRON의 1200V급 차량용 소자인 Skim63을 사용하였는데 전류정격은 357A/289A@25/70 °C이다^[8].



(a) IGBT Skim 63 (b) 필름커패시터
(a) IGBT Skim 63 (b) Film capacitor



(c) 인덕터 블럭 (d) 인덕터의 열 분포
(c) Inductor block (d) Heat spectrum of inductor

그림 10 HDC의 주요 수동 소자
Fig. 10 Main passive components in HDC

표 3 필름커패시터의 사양
Table 3 Rate Values of film capacitor

전기적 정격	1500uF: 900Vdc, 132Arms 150uF: 400Vdc, 32Arms
동작/온도	-40°C ~ 85°C
Dissipation Factor	1% @ 1kHz, 25°C
ESR	2.5mΩ @ 1kHz, 25°C
Film Material	Polypropylene 3.1um
Case Material	PPS

표 4 부스트 인덕터의 사양
Table 4 Rate Values of boost inductor

구분	사양
인덕턴스	72 uH
최대(리플)전류	132 Amax
동작주파수	15 kHz
최대동작온도	200 °C
코어재질	High-Flux Sendust
코어 단면적	12.56 cm ²

그림 (b)는 배터리 입력단과 직류링크단에 사용되는 필름 커패시터의 패키지를 보인다. 그 내부에는 입력 배터리에 연결되는 150uF의 커패시터와 MCU의 직류단에 연결되는 1500uF의 커패시터가 단일 패키지에 조립된다. 표 3은 필름 커패시터의 사양을 보인다.

그림 (c)는 부스트용 3상 인덕터 패키지를 보인다. 3상 제어를 위해 3병렬 회로로 구성되며 사양은 표 4와 같다.

그림 (d)는 인덕터 패키지 내부의 인덕터 소자의 열적 분포를 보인다. 상당분의 누설 자속이 코일의 단면을 쇠고한 것으로 보이며 현재 재설계가 진행 중이다.

그림 11은 본 연구에서 제작한 제어보드를 보인다. CPU로는 Freescale사의 MPC5554를 사용하였다.

MPC5554는 e200-core를 사용하여 Power Architecture Ttechnology 기반으로 만들어진 32bit microcontroller로 engine management, advanced driver assistance, central body등을 위해 설계된 소자이다^[9].

MPC5554의 주요 기능은 A/D Conversion을 통한 전압, 전류 및 인버터 온도 검출 수행, 제어 알고리즘 연산, 시스템 보호 신호 검출, HDC와 MCU의 PWM 발생, 외부와의 CAN, RS232 통신 등이 있으며, 단일 CPU로 MCU와 HDC의 동시 제어가 가능하다.

그림 12는 IGBT의 드라이브 회로를 보인다. Gate Drive회로에는 HCPL-316J를 사용하였다. HCPL-316J는 암단락과 under voltage 보호 기능이 내장된 Photo

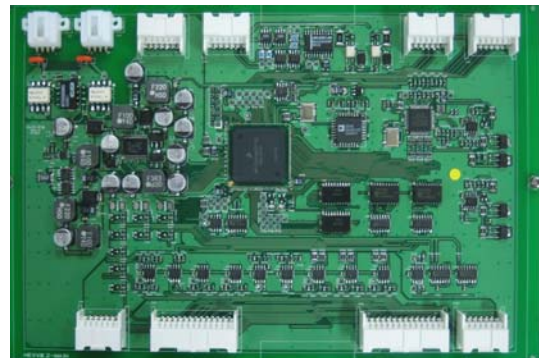


그림 11 제어보드
Fig. 11 Control board

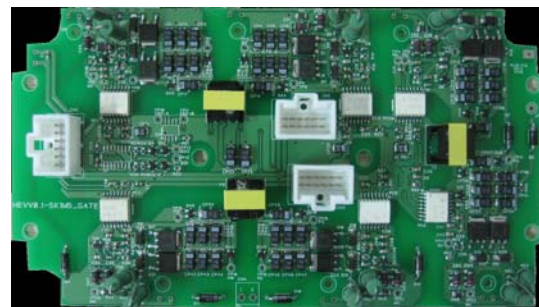


그림 12 게이트 드라이브 보드
Fig. 12 Gate drive board

Coupler로 1200V/ 700A까지 구동이 가능하다. Gate Drive를 위한 전원으로는 Push-Pull dc/dc컨버터를 구성하여 사용하였다.

3.2 방열 설계

본 연구에서 설계한 HDC와 MCU는 수랭식 Heat sink를 공유하는 단일 패키지로 설계되었다. 따라서 시뮬레이션을 통한 방열 구조의 최적화가 설계과정에서 요구된다.

그림 13은 시뮬레이션에 사용된 Heat sink의 유로형상과 발열체인 인덕터와 전력용 반도체의 배치를 보인다. 전력용 반도체의 발열량 및 열적 모델은 각 제조

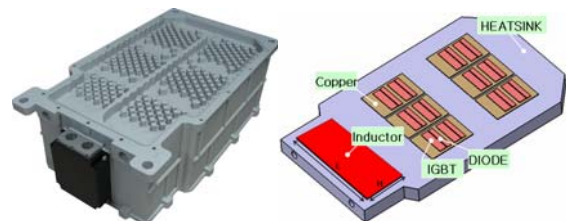
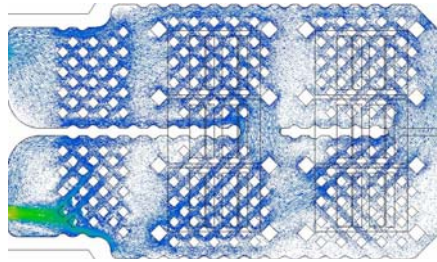
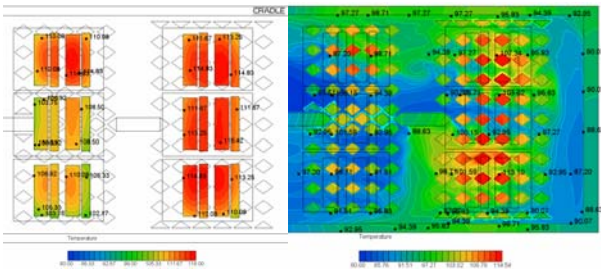


그림 13 방열구조와 발열체 배치
Fig. 13 Heat-sink model and layout of heat source



(a) 냉각수 유동 특성
(a) Fluent characteristics of coolant



(b) IGBT 칩 등온선 (b) Heat contours of IGBT chips
(c) 냉각수 등온선 (c) Heat contours of Coolant

그림 14 열적 시뮬레이션 결과
Fig. 14 Heat simulation results



그림 15 패키지 설계
Fig. 15 Package design

사에서 제공하는 데이터와 차량 운행 프로파일로부터 얻어지며 구체적 데이터의 나열은 본 논문에서 생략하기로 한다. 시뮬레이션은 StarCD를 사용하였고 그 결과는 그림 14와 같다. 최대 부하 시 80℃의 냉각수를 기준으로 IGBT Chip온도가 118℃로 IGBT 제조사의 최대 수명을 위한 권고치인 120℃내에서 소자를 운용



그림 16 부하시험 장치
Fig. 16 Load test bench

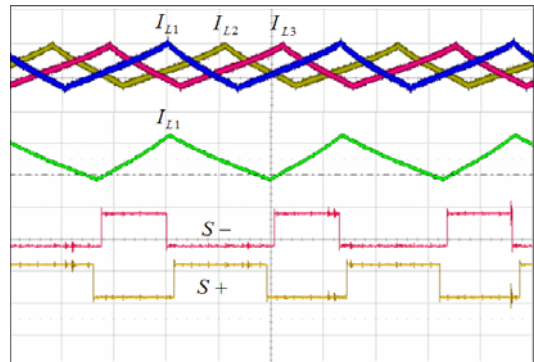


그림 17 HDC의 ZVS 동작과 3상 인터리빙 동작
Fig. 17 ZVS and 3-phase interleaving operation of HDC $I_{L1,2,3}:100A/div, 20\mu sec/div$

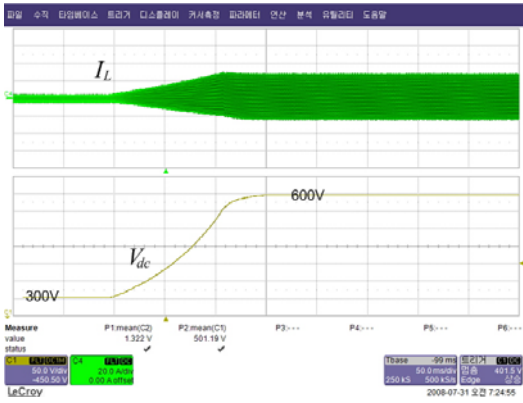
할 수 있다.

3.3 패키지 설계

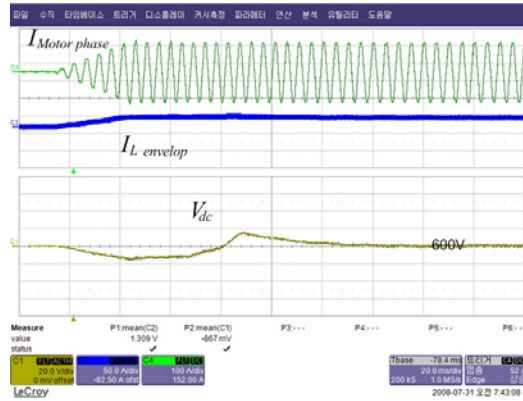
그림 15는 최종적으로 설계된 패키지를 보인다. 좌측 상단으로부터 완제품 형태, 필름커패시터부, 제어보드부, IGBT게이트부와 인덕터부의 조립상태를 보인다. 입력 부분에 HDC 블록이 있고 DC링크 커패시터를 공유한 MCU부가 있다. 방수가 가능한 밀폐구조이며, 바닥면에는 수랭을 위한 유로가 형성되어 있다. HDC를 포함한 MCU 전체의 부피는 15.4 liter이다.

4. 실험결과

그림 16은 본 연구를 위해 제작한 M-G 부하 테스트 벤치를 보인다. 부하장치로는 4극 6000rpm, 60kW급의 스핀들 전동기가 사용되었으며 고압배터리를 모사하기위해 별도의 50kW급 직류전원 공급 장치를 두었다.



(a) 직류전압 기준치 변경(300→600V)
(a) DC Voltage reference change(300→600V)



(b) 전동기 부하 변동(0→200N.m, 1500rpm)
(b) Load torque change(0→200N.m, 1500rpm)

그림 18 HDC의 과도상태 특성

Fig. 18 Transient responses of HDC

I_L :50A/div, I_{motor} :100A/div, V_{dc} :20V/div, 50msec/div

그림 17은 HDC의 ZVS동작과 인터리빙 동작을 보인다. 각 상의 인덕터에 흐르는 전류가 120° 천이되어 있으며, 인덕터의 전류가 음인 구간에서 스위칭이 발생하여 ZVS가 이루어지는 것을 보인다. 참고로, ZVS 동작은 70% 부하까지 이루어지도록 인덕턴스를 설계하였다.

그림 18은 HDC의 출력전압 과도특성을 보인다. 그림 (a)는 직류전압 지령을 300V에서 600V로 가변 한 경우 인덕터 전류와 출력전압의 과도상태를 보인다. 이 경우 전압지령을 100[V]/75[ms]의 기울기로 가변 하였는데 이는 커패시터와 스위칭 소자의 신뢰성과 수명 증가를 위한 방안이다. 그림 (b)는 직류전압을 600V로 제어하고 전동기 부하를 0에서 200N.m로 100N.m/15ms의 기울기로 가변 한 경우 직류전압의 제어특성을 보이며 과도상태 전압 변동은 3% 정도이다.

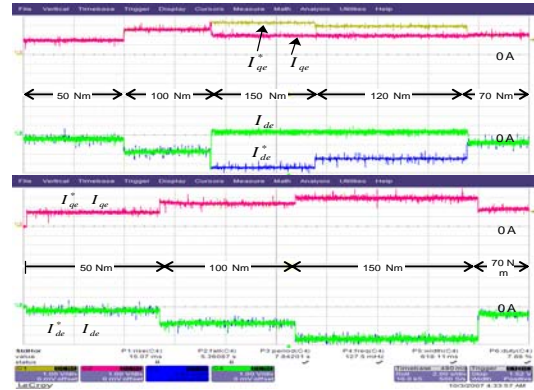


그림 19 MCU 전류제어기의 포화방지 제어(50A/div)
Fig. 19 Non-saturable current controller of MCU

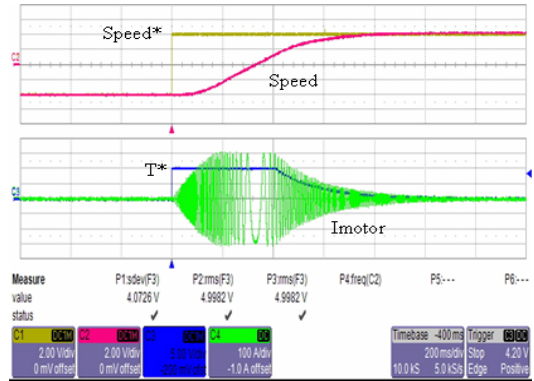


그림 20 속도응답(± 4000rpm, 무부하)

Fig. 20 Speed responses

Speed : 2000rpm/div, I_{motor} : 100A/div,
Torque Command : 100N.m/div, 200ms/div

그림 19는 3000rpm으로 운전되는 전동기에 정격토크의 150%를 인가한 경우 동기와표계의 전류 응답을 보인다. 포화 방지 제어를 적용한 경우 전류 지령치와 전류제어기 출력의 리미트가 줄어 전류 제어가 포화되지 않고 그 기준치를 잘 추종함을 보인다.

그림 20은 무부하인 전동기를 4000rpm으로 정역 운전한 속도응답을 보인다. 과도구간에서 최대 200N.m의 토크지령이 인가되고 이때 전류는 최대치로 300A가 전동기에 인가된다. 이때 전류 응답의 기울기는 차량 엔진의 동적 특성을 고려한 전류의 증가패턴에 기인한다.

그림 21은 전동기의 토크-속도 특성을 보인다. 최대 토크는 전압별로 다르나 450V 입력에 220N.m까지 출력되며, 기어 천이가 발생하는 4500rpm에서 65N.m의 토크가 출력됨을 보여 전동기 동작 전 영역에서 토크가 인가됨을 알 수 있다.

그림 22는 HDC와 MCU의 효율맵을 보인다. HDC의

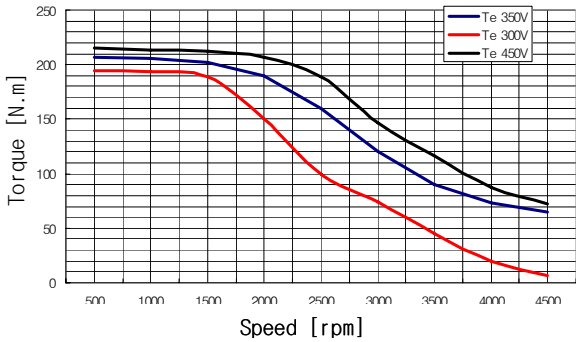


그림 21 전동기의 Torque-Speed 곡선
Fig. 21 T-N curves of electric motor

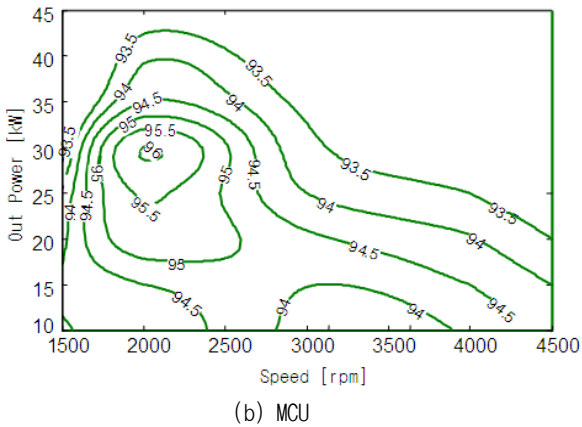
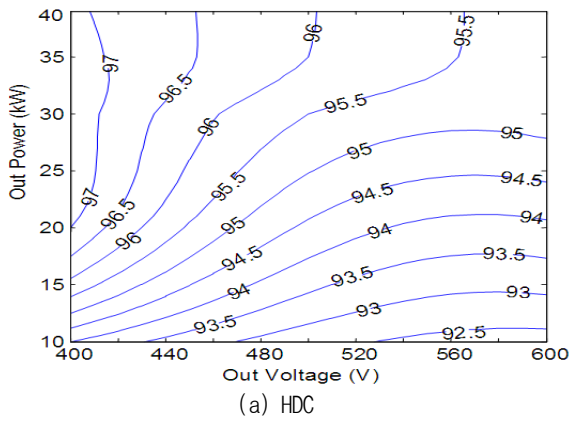


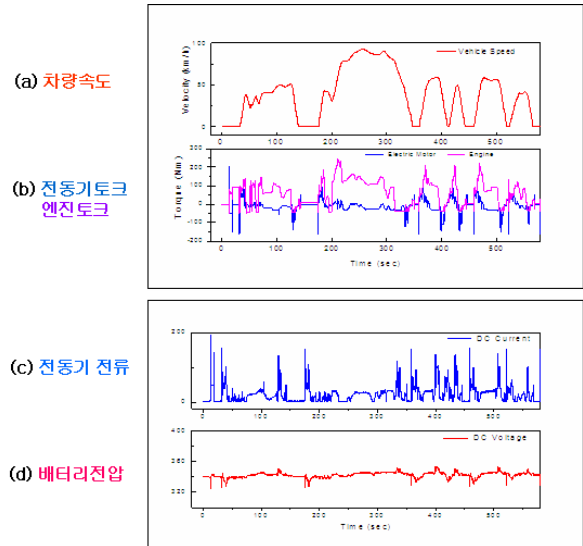
그림 22 HDC와 MCU의 효율 맵
Fig. 22 Efficiency map of HDC and MCU

경우 주 동작영역인 20~35kW 영역에서 최대 96.5%의 효율을 보이고, MCU의 경우 기저 속도 영역의 20~33kW 동작 점에서 최대 효율 96%를 보인다.

MCU의 제어성능 검증을 위하여 그림 23과 같은 입력전압 340V, 최대출력 30kW급의 비 승압형 MCU를 별도로 제작하였고, 현재 쌍용자동차의 2600cc급 디젤



그림 23 비승압형 MCU의 차량 실장
Fig. 23 Non-boost type MCU installed in the engine room



(a) Car velocity (b) Motor and engine torque
(c) Motor current (d) Battery voltage

그림 24 FTP75 주행시험
Fig. 24 Driving test FTP75

SUV인 카이런에 탑재, 성능 및 환경시험을 진행하고 있다. 그림 24는 차량 주행모드인 FTP75 시험에서 CAN data로부터 취득된 MCU의 전기적 특성을 보인다. 운전모드 전 과정에서 엔진 토크 어시스트 및 회생 충전이 원활하게 이루어짐을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 하이브리드 자동차용 모터제어기(MCU)와, 전력변환장치(HDC)에 대한 설계 사양과 제어 토폴로지 및 알고리즘을 설명하고, 주요부품의 개

발 결과 및 그 특징을 서술하였다. 이와 더불어 개발 시제품의 단품 평가 결과와 차량 운행 시험결과를 나타내었다.

본 연구의 현 단계는 단위 부품의 성능 평가 및 제어 알고리즘의 차량 적용성 검증 단계에 있으며 향후 신뢰성 및 양산성 재고를 위한 최적화 설계가 진행될 예정이다.

이 논문은 에너지관리공단의 연구비 지원에 의하여 연구되었음(관리번호:2006-E-TR11-P-11-0-000)

참 고 문 헌

- [1] 양진영, 윤창우, 박성식, 최세완, 박래관, 장서건, “하이브리드 자동차 고전압 배터리 충, 방전을 위한 49kW급 고효율 양방향 DC/DC 컨버터 설계”, *전력전자학회 2007년도 추계학술대회논문집*, pp. 21-23, 2007. 11.
- [2] R.Y. Kim, J. S. Lai, “High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter”, *IEEE Trans. on PE*, Vol. 4, pp. 1-7, 2007, July.
- [3] Fred C. Lee, Cho, B.H., “zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite”, *IEEE APEC '92*, pp. 614 - 621, 1992.
- [4] 이광운, “영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크 운전 점 추적 제어”, *전력전자학회 논문지*, 제12권, 제4호, pp. 291-299, 2007. 8.
- [5] S. Morimoto, M. Sanada and Y.Takeda, “The Effects and Compensation of Magnetic Saturation in Field Weakening Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, *IEEE Trans. on IA*, Vol. 30, No. 6, pp. 1632-1637, 1994, July.
- [6] B. K. Bose, “High Performance Inverter-Fed Drive System of an IPMSM”, *IEEE Trans. on IA*, Vol. 24, No. 6, pp. 987-997, 1988, Feb.
- [7] 설승기, “전기기기제어론”, 브레인 코리아, 2002.
- [8] <http://www.semikron.com/>
- [9] <http://www.freescale.com/>

저 자 소 개

이지명(李志明)



에이디티 중앙연구소 책임연구원.

1970년 7월 23일생. 1995년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2002년~2003년 과학재단 인턴연구원. 2003년~현재 (주)

이재용(李載龍)



1981년 6월 29일생. 2004년 한국항공대 항공전자공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2006년~현재 (주) 에이디티 중앙연구소 주임연구원.

박래관(朴來寬)



1970년 1월 10일생. 1992년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~1999년 (주)LG 산전 중앙연구소 선임연구원. 2000년~현재 (주)에이디티 중앙연구소 책임연구원.

장서건(張西健)



1963년 8월 15일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년~1999년 LG산전 책임연구원. 1999년~현재 (주)에이디티 연구소장.

최경수(崔景壽)



1957년 9월 16일생. 1980년 한국항공대 항공전자공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1983년~1999년 LG 산전 수석연구원. 1999년~현재 (주)에이디티 대표이사.