

친환경 차량용 고전압 DC/DC 컨버터의 가변 전압 제어

논 문
60-1-11

A Variable Voltage Control Method of the High Voltage DC/DC Converter for a Hybrid or Battery Electric Vehicle

권태석*
(Tae-Suk Kwon)

Abstract - An analysis, which is focused on electrical losses of an electrical propulsion system with High voltage DC/DC Converter (HDC) for a hybrid and an electric vehicle, is presented. From the analysis, it can be known that the electrical losses are closely related to the dc link voltage of the HDC, and there is an optimal dc link voltage which minimizes the losses. In this paper, the method to decide the optimal dc link voltage is proposed and the comparison on the losses by the control methods of the dc link voltage, during a driving cycle, is performed and the result is also presented.

Key Words : High voltage DC/DC converter, Hybrid vehicle, Power conversion

1. 서론

최근 친환경차량으로서 관심이 집중되고 있는 하이브리드 자동차에서 연비 향상이나 EV(Electric Vehicle)모드의 증가 등의 목적을 위하여, 모터의 출력 증대의 요구가 점차 증대되고 있다[1-7]. 또한 순수 전기 자동차의 경우, 차량의 가속 성능이나 등판 능력 등의 향상을 위하여는 모터 출력의 증대가 반드시 필요하다. 모터의 출력을 증가시키는 방법으로는 모터 전류를 높이는 방법과 모터 전압을 높이는 방법이 있다. 먼저, 모터의 전류를 늘리는 방법의 경우, 모터 권선에 존재하는 저항에 의해 발생하는 손실이 증가하게 되고, 방열을 생각하면 모터 크기의 증가를 피할 수 없다. 반면, 모터 전압을 높이는 경우에는, 전류를 증가시키지 않아도 높은 출력을 얻을 수 있어 모터 크기의 증가를 요하지는 않지만, 모터의 전류 제어를 위하여는 높은 직류단 전압이 필요하게 된다[3], [6].

직류단 전압을 높이는 방법으로는 배터리 출력 전압을 높이는 방법과 직류단과 배터리 사이에 고전압 DC/DC 컨버터(High voltage DC/DC Converter: HDC)를 삽입하는 방법이 있다. 먼저, 배터리 출력 전압을 높이는 경우, 배터리 셀들을 직렬로 많이 쌓아야 하는데, 셀간의 밸런싱 문제와 재료비 상승 문제가 발생하게 된다. 또한 배터리 전압은 출력 전력 및 배터리의 충전 상태(State Of Charge: SOC)에 따라 변동하게 되므로 전동기의 최대 출력 전압 또한 출력에 따라 변동하게 되고, 이는 배터리 전압을 높임으로써 얻을 수 있는 이점을 반감시킨다. HDC를 사용하게 되면, 부가적인 전력 변환으로 인한 손실이 발생하긴 하지만, 앞서 열거

한 문제점들을 피하면서 전동기의 출력을 증대시킬 수 있다. 또한 배터리의 전압과 인버터의 직류단 전압을 독립적으로 설계할 수 있는 장점이 있다[6], [8-9].

이상과 같이 직류단과 배터리 사이에 HDC를 설치하는 것은 단점보다는 장점이 많지만, 전력 변환에 따른 손실이 존재하게 되므로 이를 줄이기 위한 노력이 필요하다. 본 논문에서는 HDC를 이용하는 하이브리드 및 전기 자동차용 전력변환 장치에서 직류단 전압의 크기에 따른 전력변환 손실을 분석하고, 손실을 줄이기 위하여 직류단 전압 지령의 크기를 가변하는 방법을 제시한다. 또한, 차량의 표준 운행 모드에서 HDC 적용 여부와 직류단 전압 가변 여부에 따른 손실을 비교하여, 각 경우에서 전기구동 시스템의 손실이 전체 차량시스템에 미치는 영향을 분석하였다.

2. 본론

2.1 직류단 전압과 모터 손실

식 (1)에 하이브리드 차량용 구동 모터로 흔히 사용되는 매입형 영구자석 동기모터의 토크 방정식을, 모터의 회전자에 동기되어 회전하는 d^r , q^r 축을 기준으로, 나타내었다 [10-12].

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r) = \frac{3P}{2} \frac{P}{2} ((L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r + \Lambda_F i_{qs}^r) \quad (1)$$

i_{ds}^r, i_{qs}^r : 모터 dr,qr축 고정자 전류,

$\lambda_{ds}^r, \lambda_{qs}^r$: 모터 dr,qr축 고정자 쇄교 자속

L_{ds}, L_{qs} : 모터 dr,qr축 인덕턴스,

* 정 회 원 : 현대모비스 책임연구원

E-mail : yiddol@mobis.co.kr

접수일자 : 2010년 9월 28일

최종완료 : 2010년 12월 16일

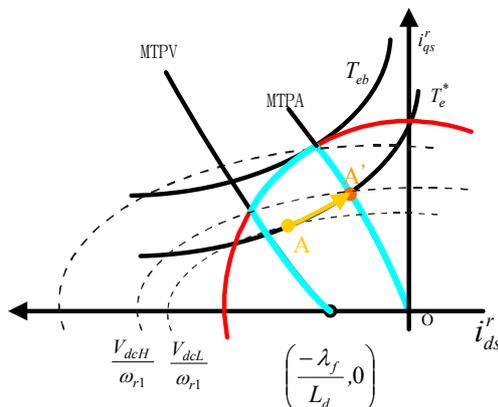
Λ_F : 영구자석에 의한 쇠교 자속,
 P: 모터의 극 수,
 T_e :모터 발생 토크

식 (1)에서 알 수 있듯이, 매입형 영구자석 동기모터에서 같은 크기의 토크를 발생시키는 dr축과 qr축 전류의 조합은 무수히 많다. 따라서, 주어진 토크 지령을 출력하는 수많은 전류의 조합들 중에서 한 가지를 선택하여 전류 지령을 만들어야 하는데, 일반적으로 모터에서 발생하는 동손을 줄이기 위해 단위 전류당 최대 토크 (Maximum Torque Per Ampere: MTPA)조건을 만족하도록 전류 지령을 선택한다. 또한 이와 같이 선택된 전류 지령은 주로 모터의 방열특성에 의해 결정되는 전류 제한 조건과, 구동용 인버터의 직류단 전압에 의해 결정되는 전압 제한 조건을 만족해야 한다. 모터가 정상상태에서 운전되고 있고, 회전속도가 충분히 빨라, 저항에서 생기는 전압강하를 무시할 수 있다고 하면, 전류 제한 조건과 전압 제한 조건은 다음과 같이 전류를 이용하여 나타낼 수 있다.

$$i_{ds}^r + i_{qs}^r \leq I_{s,max}^2 \tag{2}$$

$$L_{ds}^2 \left(i_{ds}^r + \frac{\Lambda_F}{L_{ds}} \right)^2 + L_{qs}^2 i_{qs}^r{}^2 \leq \left(\frac{V_{s,max}}{\omega_r} \right)^2 \tag{3}$$

식 (2)와 식 (3)을 동기속도로 회전하는 좌표계상의 전류 평면에서 나타내면, 식(2)의 전류 제한 조건은 중심이 원점이고 반지름 $I_{s,max}$ 인 원으로 표현되고, 식 (3)의 전압 제한은 중심이 $(\Lambda_F/L_{ds}, 0)$ 이고 그 크기가 $(V_{s,max}/\omega_r)$ 에 비례하는 타원으로 표현된다. $V_{s,max}$ 는 인버터의 직류단 전압 크기에 의해 제한되는 값이므로 전압 제한 타원의 크기는 회전속도에 반비례하고 인버터 직류단 전압의 크기에 비례하게 된다. 이상의 내용을 그림으로 표현하면 그림 1과 같다[11-12].



MTPA : Maximum Torque Per Ampere,
 MTPV : Maximum Torque Per Voltage

그림 1 전류 평면에 나타난 모터의 운전 영역
Fig. 1 An operating region of a permanent magnet motor in the current plane

그림 1에서 붉은 색 실선으로 표현된 것이 전류 제한원이고 검은 색 점선으로 표현된 것이 전압 제한 타원이다. 만일 전동기가 ω_{r1} 의 속도로 회전하고 있고 인버터 직류단 전압의 크기가 V_{dcL} 인 상황에서 토크 지령이 T_e^* 로 주어진다, A점이 운전점으로 결정되어야 한다. A점은 전압 제한 조건을 만족시키기 위하여 MTPA운전곡선에서는 벗어나 있지만 주어진 전압 제한 조건에서는 최소의 전류로 토크지령을 만족시키는 운전점이다. 만일 이 상황에서 다른 조건은 그대로 유지된 채 인버터 직류단 전압의 크기만 점차로 증가하여 V_{dcH} 까지 다다르면, 전동기의 운전점은 A점에서 출발하여 토크 지령 T_e^* 를 출력하는 동일 토크 곡선을 따라 MTPA운전곡선을 향해 접근하게 되고 직류단 전압 크기가 V_{dcH} 가 되면 운전점은 A'가 되어 MTPA운전곡선 상에 위치하게 된다. 직류단 전압의 크기가 V_{dcH} 이상으로 증가하여 전압 제한 타원이 더 커지면 더 이상 전압 제한은 전동기의 운전점을 결정하는 데 영향을 미치지 못하므로 운전점은 계속 A'에 머무르게 된다. 따라서 주어진 운전상황에서 직류단 전압을 조정하여 전동기가 MTPA곡선 상에서 운전될 수 있도록 하면 전동기의 동손은 최소가 된다. 그림 2는 이와 같은 직류단 전압과 전동기 동손의 관계를 대략적으로 나타낸다.

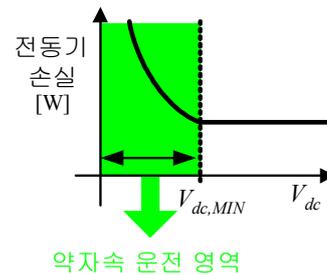


그림 2 직류단 전압과 전동기 동손과의 관계
Fig. 2 Relation between the dc link voltage and the motor copper loss

그림 2에서 약자속 운전영역은 그림 1에서 보듯 전압제한에 의하여 MPTA곡선 상에서 운전되지 못하고, 동일 토크 곡선을 따라 운전점이 이동하는 경우를 말하며, $V_{dc,MIN}$ 은 이러한 약자속 운전이 일어나지 않을 최소 직류단 전압을 의미한다.

2.2 직류단 전압과 인버터 손실

인버터에서 발생하는 손실은 대부분이 스위칭 소자의 손실로 볼 수 있으며 스위칭 소자의 손실은 도통 손실과 스위칭 손실로 나눌 수 있다. 인버터에서 하나의 스위칭 소자는 IGBT와 역병렬 다이오드로 구성되어 있으므로 각각의 도통 손실과 스위칭 손실을 고려해야 한다[13-16].

IGBT의 도통 손실은, IGBT 포화 전압의 출력특성을 식 (4)와 같이 선형화하고, 정현파 전류 한 주기의 평균값을 계산하면, 식 (5)와 같다.

$$v_{cesat}(t) = v_{ce0} + r_{ce} \cdot i_c(t) \quad (4)$$

$i_c(t) = I_s \sin(\omega t)$: IGBT 컬렉터 전류,

v_{ce0} : IGBT 도통 상태에서 컬렉터-에미터 간 포화 전압,

r_{ce} : IGBT 도통 상태 저항.

$$P_{igbt_con} = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{ce0}}{\pi} \cdot I_s + \frac{r_{ce}}{4} I_s^2 \right) + m \cdot \cos\phi \left(\frac{v_{ce0}}{8} \cdot I_s + \frac{r_{ce}}{3\pi} I_s^2 \right) \quad (5)$$

m : 전압 변조 지수, $\cos\phi$: 역률.

다이오드의 도통 손실의 한 주기 평균은, 다이오드의 순방향 상태 전압을 식 (6)과 같이 선형화 하여 계산하면, 식 (7)과 같다.

$$V_f(t) = v_{f0} + r_f \cdot i_c(t) \quad (6)$$

v_{f0} : 다이오드 문턱 전압

r_f : 다이오드 도통 상태 저항

$$P_{diode_con} = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{f0}}{\pi} \cdot I_s + \frac{r_f}{4} I_s^2 \right) - m \cdot \cos\phi \left(\frac{v_{f0}}{8} \cdot I_s + \frac{r_f}{3\pi} I_s^2 \right) \quad (7)$$

식 (5)과 식 (7)에서 v_{f0} 와 v_{ce0} , r_f 와 r_{ce} 가 서로 같다고 하면, 스위칭 소자의 도통 손실은 전류 크기에 비례하는 항과 전류 크기의 제곱에 비례하는 항으로 나타남을 알 수 있다. 앞 절에서 살펴본 바와 같이 전동기의 입력 전류, 즉 인버터 출력 전류는 주어진 운전 조건에서 MTPA 곡선상에서 운전될 때 최소가 된다. 따라서 이 때, 인버터 스위칭 소자의 도통 손실도 최소가 됨을 알 수 있다.

IGBT와 다이오드의 스위칭 손실은 소자의 제조사에서, 특정한 직류단 전압(V_{nom}) 등 일정한 조건에서 실험을 통하여 얻어진 데이터를 그림 3과 같은 형태로 제공한다. 그림 3의 데이터는 직류단 전압이 V_{nom} 인 경우의 IGBT와 다이오드의 스위칭 손실을 나타낸 것인데 임의의 직류단 전압에 대한 스위칭 손실은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{SW} = f_{SW} \cdot \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} (E_{SW,IGBT} + E_{SW,Diode}) dt$$

$$= \frac{1}{\pi} f_{SW} \cdot (E_{ON,IGBT}(I_s) + E_{OFF,IGBT}(I_s) + E_{OFF,Diode}(I_s)) \frac{V_{dc}}{V_{nom}} \quad (8)$$

식 (8)에서 보면, 스위칭 소자의 스위칭 손실은 일정한 전류 크기(I_s)에서 직류단 전압에 비례하는 것을 알 수 있다

따라서, 도통 손실과 스위칭 손실을 포함한 전체 스위칭 소자의 손실과 직류단 전압과의 관계를 그림으로 나타내면, 그림 4와 같이 나타남을 유추할 수 있다.

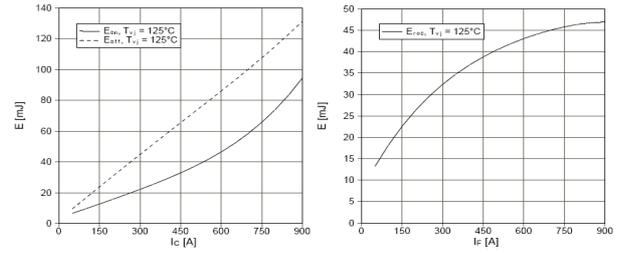


그림 3 제조사에서 제공하는 스위칭 손실 데이터
Fig. 3 Switching loss data presented by a manufacturer

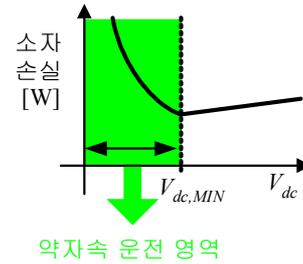


그림 4 스위칭 소자의 손실과 직류단 전압의 관계
Fig. 4 Relation between the dc link voltage and the switching loss of the device

2.3 직류단 전압과 HDC 손실

DC/DC 컨버터의 손실은 크게 인덕터의 동손과 스위칭 소자의 손실로 나눌 수 있다. 스위칭 소자의 손실은 앞 절에서 다루었으므로 본 절에서는 인덕터의 동손에 대하여만 고려하기로 한다.

인덕터의 동손은 HDC의 출력 전류의 직류 성분 전류와 컨버터 스위칭으로 인한 리플 전류에 의해 결정된다. 하지만, 통상 HDC의 인덕터는 최대 리플 전류가 결정된 사양 이하가 되도록 결정되므로, 본 논문에서는 리플 전류분에 의한 손실은 무시하기로 한다. HDC의 직류 성분 전류는 컨버터가 전달하는 전력에 비례하는데, 컨버터의 전력은 하이브리드 제어 전략에 따라 결정되는 것으로, 직류단 전압과는 무관하다. 본 논문에서는 모터의 토크 및 속도가 주어지고, 인버터는 이 조건을 만족하도록 운전되며, HDC는 직류단 전압을 제어를 담당하는 것으로 가정하여 HDC의 손실을 구하였다. HDC의 자체 손실을 제외하고, HDC가 직류단에 전달해야 할 전력을 P_{HDC} 라고 하면, 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{HDC} = P_{MOTOR} + P_{LOSS} \quad (9)$$

여기서, P_{LOSS} 는 인버터와 모터에서 발생하는 손실을 나타내는 것이며, P_{MOTOR} 는 모터의 기계적 출력을 나타내는 것이다. 배터리의 전압을 V_{BAT} 라고 하면, 인덕터에 흐르는 직류분 전류의 크기는 P_{HDC} / V_{BAT} 로 나타낼 수 있고, 따라서 HDC의 동손은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있으며, 이를

줄이기 위하여는 인버터와 모터에서의 손실을 줄여야 한다.

$$P_{LOSS@HDC} = \left(\frac{P_{HDC}}{V_{BAT}} \right)^2 \cdot R_{inductor} \quad (10)$$

2.4 직류단 전압 크기 결정

앞에서 살펴본 바와 같이 HDC, 모터, 인버터로 구성되어 있는 전기구동 시스템 전체 손실은 직류단 전압의 크기에 의하여 변동한다. 따라서, 직류단 전압을 조절하여 전기구동 시스템 전체의 손실을 최소화할 수 있게 된다.

모터와 이를 제어하기 위한 인버터의 손실을 합한 값을 P_{LOSS} 라고 하면,

$$P_{LOSS} = P_{COPPER} + P_{SW} \quad (11)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 P_{COPPER} 는 모터의 동손과 스위칭 소자의 도통 손실을 합한 값을 나타내며 전류의 크기 I_s 의 제곱에 비례하는 값이고, P_{SW} 는 스위칭 손실만을 나타낸 값으로 그림 3에서 보듯, 대략 I_s 에 비례한다고 볼 수 있다. 전류의 크기 I_s 는 주어진 운전 조건(토크 지령 T_e^* , 회전 속도 ω_{rpm})에서 MTPA운전이 가능한 직류단 전압 ($V_{dc,MIN}$)이상에서는 최소값($I_{s,MIN} = I_{s,MTPA@T_e^*,\omega_{rpm}}$)을 갖게 될 것이며, 그보다 직류단 전압이 낮아지게 되면 전류의 크기는 증가하게 될 것이다. 이와 같은 관계를 간단히 근사하여 $V_{dc,MIN}$ 이하의 직류단 전압에서는 I_s 가 V_{dc} 에 반비례하는 것으로, 그리고 $V_{dc,MIN}$ 이상에서는 I_s 가 $I_{s,MIN}$ 으로 일정한 것으로 두면, 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_s \approx \begin{cases} I_{s,MIN} \frac{V_{dc,MIN}}{V_{dc}} & V_{dc} \leq V_{dc,MIN} \\ I_{s,MIN} & V_{dc} > V_{dc,MIN} \end{cases} \quad (12)$$

이제 $P_{COPPER} \approx R_{eq} \cdot I_s^2$ (R_{eq} 는 전동기의 저항과 소자의 도통 손실을 저항으로 환산한 것을 합한 등가저항)으로, $P_{SW} \approx K \cdot I_s \cdot V_{dc} / V_{nom}$ (K 는 전류와 스위칭 손실간의 비례상수)로 근사화하면, 식 (11), 식 (12)로부터,

$$P_{LOSS} = P_{COPPER} + P_{SW} \approx \begin{cases} \left(I_{s,MIN} \frac{V_{dc,MIN}}{V_{dc}} \right)^2 \cdot R_{eq} + K \cdot I_{s,MIN} \frac{V_{dc,MIN}}{V_{nom}} & , V_{dc} \leq V_{dc,MIN} \\ (I_{s,MIN})^2 \cdot R_{eq} + K \cdot I_{s,MIN} \frac{V_{dc}}{V_{nom}} & , V_{dc} > V_{dc,MIN} \end{cases} \quad (13)$$

과 같은 근사식을 얻을 수 있다. 식 (13)을 그림으로 나타내면 그림 5와 같다.

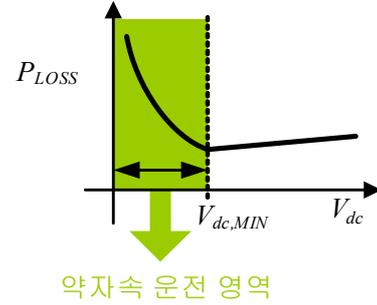


그림 5 시스템 손실과 직류단 전압과의 관계

Fig. 5 Relation between the dc link voltage and the system loss

HDC의 손실은 2.3절에서 설명한 바와 같이, P_{LOSS} 와 비례하여 증가하므로, 전체 시스템의 손실이 최소가 되는 직류단 전압은 P_{LOSS} 가 최소가 되는 전압이 된다. 그림 5와 식 (13)으로부터 시스템 전체의 손실을 최소화하는 직류단 전압은 MTPA운전이 가능한 최소 직류단 전압임을 알 수 있다.

2.5 차량 주행 부하 모델링

다음 그림 6에 차량의 주행 부하 모델링을 설명하기 위하여 차량의 추력과 주행 저항 성분을 간략히 나타내었다.

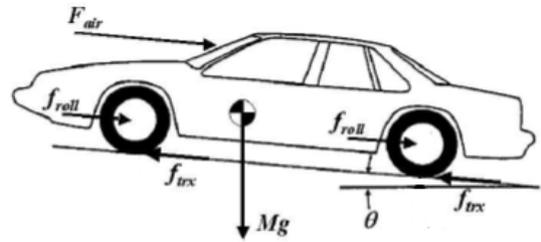


그림 6 간략화한 차량의 주행 부하 모델

Fig. 6 Simplified model for driving resistance

이를 바탕으로 차량의 운동 방정식을 나타내면, 다음 식 (14)와 같다[17-19].

$$F_{trx} = F_{roll} + F_{air} + F_{grade} + F_{acc} \quad (14)$$

여기서, F_{trx} 는 차량의 추력을, F_{roll} 과 F_{air} , F_{grade} 는 각각 구름 저항과 공기 저항, 구배 저항을 나타내며, F_{acc} 는 차량의 가속력을 나타낸다. 각각의 힘은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F_{roll} = fr \times Mg,$$

$$\begin{aligned}
 F_{air} &= \frac{1}{2} \rho C_d A_f v^2, \\
 F_{grade} &= Mg \sin \theta, \\
 F_{acc} &= \left(M + \frac{J_{\omega}}{r^2} \right) \frac{dv}{dt}.
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

식 (15)에서, v 와 θ 는 차량의 속도와 등판 각도를, g 와 ρ 는 각각 중력 가속도(9.8 [m/sec²])와 공기의 밀도(1.202[kg/m³])를 나타내며, 다음 표 1에 식 (15)에 사용된 상수의 의미와 값을 나타내었다.

표 1 차량 모델 상수 값

Table 1 Coefficient for vehicle model

f_r	마찰 계수	0.013	A_f	차량 전면적	2.73 [m ³]
M	차량 무게	1391 [kg]	r	타이어 반지름	0.31 [m]
C_d	공기저항 계수	0.36	J_w	타이어 등가 관성	2.603 [kgm ²]

2.6 모의 실험

앞에서 언급한 내용의 검증을 위하여 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험에 사용된 차량의 속도 운행 모드는 그림 7과 같고, 그림 7과 같은 운행 하에 하기 위해 필요한 동력이 모두 전동기로부터 공급되는 EV (Electric Vehicle)모드를 가정하면, 그림 8과 같은 전동기 전력 프로파일을 얻을 수 있다. 현재, 하이브리드 차량용으로 제작, 적용된 HDC의 비출력의 수준은 약 5.5[kg/kW] 정도로 발표 되었다[7]. 본 논문에서는 55kW급의 HDC를 고려하여, 그림 8에서 HDC를 적용하는 경우의 전동기 전력 프로파일은 HDC의 무게가 10kg이라는 가정 하에 구하여 나타내었으나, 차량 전체의 무게에 비하여 HDC로 인한 무게 변화가 거의 없어, HDC 탑재 여부에 따른 전동기의 출력 프로파일의 변화는 그림 8에서 보듯 거의 없다. 모의 실험에는 표 2와 같은 상수를 갖는 모터를 사용하였고, 배터리의 전압은 200V로 일정한 것으로 하였다.

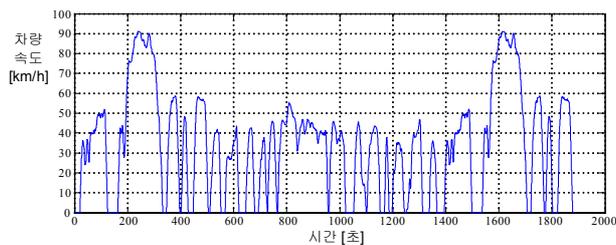


그림 7 차량의 속도 프로파일
Fig. 7 Speed profile of the vehicle

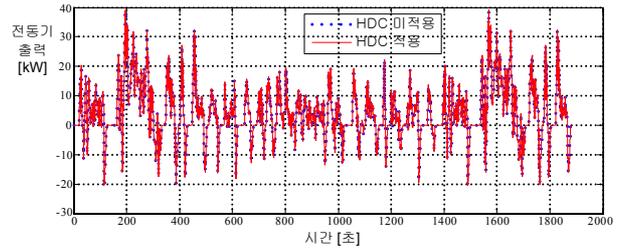


그림 8 전동기 출력 프로파일
Fig. 8 Output power of the motor

표 2 모터 파라미터

Table 2 Motor parameter

극수	8	d축 인덕턴스	116.38uH
상저항	6.8 mΩ	q축 인덕턴스	290.95uH
최대전류	340A	역기전력상수	0.0551 Vs

위와 같은 조건에서 HDC없이 직류단 전압을 배터리 전압과 같은 200V로 하는 경우와, HDC를 이용하여 350V로 일정하게 제어하는 경우, 그리고 본 논문에서 제안한 방법을 이용해 HDC 직류단 전압을 손실을 최소화하는 전압으로 제어하는 경우에 대하여 평균 손실을 비교하여 표 3에 나타내었으며, $V_{dc,MIN}$ 의 프로파일을 그림 9에 나타내었다. 표 3에 나타난 바와 같이 HDC를 적용하는 시스템에서, 직류단 전압을 가변하여 제어하는 함으로써 약 20%정도의 손실을 감소시킬 수 있음을 알 수 있다.

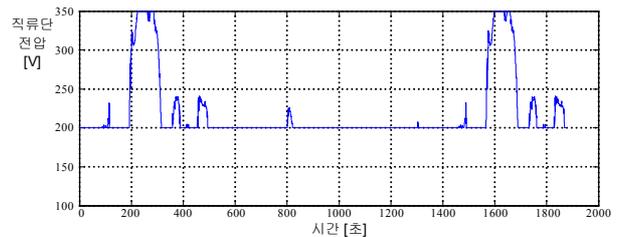


그림 9 $V_{dc,MIN}$ 의 프로파일
Fig. 9 Profile of the $V_{dc,MIN}$

표 3 직류단 전압에 따른 손실

Table 3 Losses according to the dc link voltage

직류단 전압 [V]	인버터 평균손실 [W]	모터 평균손실 [W]	HDC 평균손실 [W]	전체 평균손실 [W]
200	269.9	212.0	0.0	481.9
$V_{dc,MIN}$	219.1	110.7	62.3	392.2
350	295.0	110.7	71.7	477.5

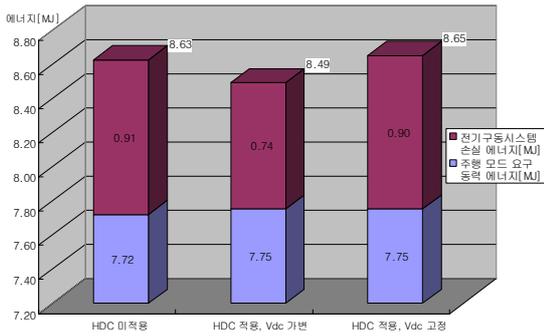


그림 10 HDC 적용 여부와 직류단 전압에 따른 배터리 출력 에너지 비교

Fig. 10 Batter output energy comparison between the systems with and without HDC

그림 10에 HDC 적용 여부와 직류단 전압 값에 따른 배터리의 출력 에너지를 비교한 결과를 나타내었다. 그림에서 보듯, HDC를 적용하는 경우에는 HDC의 무게로 인해, 그림 7에 보인 차량 속도 프로파일을 주행하기 위한 주행 모드 요구 동력 에너지가 HDC를 적용하지 않은 경우보다 약 0.4%정도 증가하게 된다. 하지만, 본 논문에서 제안한 방법을 이용하여 HDC의 직류단 전압을 $V_{dc,MIN}$ 으로 제어하는 경우, 전기구동 시스템에서 발생하는 손실을 감소시킬 수 있고, 따라서 전체 배터리에서 출력해야 하는 에너지의 총량을 약 1.6% 정도 감소시킬 수 있다. 이는, 같은 용량의 배터리를 사용할 경우, 배터리의 만충 상태에서 EV 모드만으로 주행 가능한 거리가 약 1.6% 증가하게 되는 것을 의미한다. 또, 만일 EV 모드 만으로 주행 가능한 거리를 기준으로 배터리 용량을 설계하게 되는 경우, HDC를 적용하지 않으면 HDC를 적용하고 직류단 전압을 가변하여 전기구동 시스템의 손실을 최적화하는 경우보다, 배터리 무게에 의한 효과를 무시하더라도, 약 1.6% 가량 더 큰 용량의 배터리가 필요하게 됨을 의미하게 된다.

그림 10의 결과와 그림 7에 나타난 차량 속도 프로파일의 이동 거리가 약 17.8 [km]라는 사실을 이용하여 EV 모드로 주행 가능한 최소 거리가 100km인 시스템의 배터리 용량을 구해보면, HDC를 적용하여 전기구동 시스템의 손실을 최소화하는 경우가 HDC를 적용하지 않는 경우보다 약 760[kJ] 정도 작은 용량의 배터리를 사용할 수 있음을 알 수 있다. 따라서, 배터리와 HDC의 가격 동향에 따라 HDC 적용의 경제적 타당성을 예측해 볼 수 있다. 그림 11은 배터리 가격이 kJ 당 960,000원 이라는 가정 하에, EV 모드로 주행 가능한 최소 거리에 대한 HDC 적용 여부에 따른 배터리 가격의 차이를 나타낸 것이다. EV 모드 주행 가능 요구 거리가 커질수록 배터리 가격이 커짐을 알 수 있고, 따라서 HDC의 경제적 타당성도 커지게 됨을 예상할 수 있다. 즉, 만일 EV 모드 주행 최소 요구거리가 100km인 경우, HDC의 단가를 200,000 이하로 제작하여야 HCD 추가로 인한 시스템 전체 가격의 상승을 피할 수 있게 됨을 유추할 수 있다.

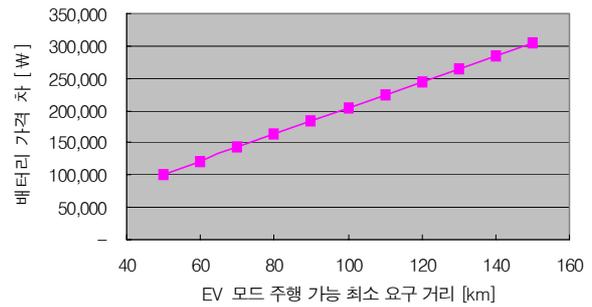


그림 11 EV 모드 주행 거리 사항과 HDC 적용 여부에 따른 배터리 가격 차이

Fig. 11 Battery cost difference between the system with and without HDC for the EV range requirement

3. 결 론

본 논문에서는 HDC를 이용하는 하이브리드 자동차용 전력변환 장치에서 직류단 전압의 크기에 따른 전력변환 손실을 분석하고, 손실을 줄이기 위하여 직류단 전압 지령의 크기를 가변하는 방법을 제시하였다. 전력 변환 장치의 직류단 전압을 모터의 MTPA운전이 가능한 최소 전압으로 가변하여 제어함으로써, 전체 시스템의 손실을 약 20%가량 줄일 수 있음을 모의실험 결과를 통해 나타내었다. 또한 이와 같이 HDC를 적용하고, 직류단 전압을 가변 하여 손실을 최소화하는 제어를 통하여, 얻어 지는 효과를 차량의 표준 주행 모드에서 분석하여 차량의 성능적인 측면과 경제적인 측면을 비교하였다. 그 결과, HDC를 적용하여 전기 구동 시스템의 손실을 최소화하는 경우, HDC를 적용하지 않는 경우보다 EV 모드 주행 거리 측면에서 약 1.6%의 이득을 볼 수 있으며, EV 모드 주행 최소 요구 거리가 증가할수록 HDC 적용의 경제적 타당성도 증가하게 됨을 나타내었다.

참 고 문 헌

- [1] E.D. Tate, M.O. Harpster, and P.J. Savagian, "The Electrification of the Automobile: From Conventional Hybrid, to Plug-in Hybrids, to Extended-Range Electric Vehicles," SAE 2008-01-0458
- [2] C.C. Chan, "The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles," in Proc. of the IEEE, Vol. 90, No.2 Feb. 2002, pp 247~275
- [3] A. Kawahashi, "A new-generation hybrid electric vehicle and its supporting power semiconductor devices," in Proc. of 2004 International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, May 2004, pp.23~29
- [4] A.Kimura, I.Ando and K.Itagaki, "Development of Hybrid System for SUV,"SAE2005-01-0273
- [5] H.Yaguchi and S.Sasaki, "The Motor Control Technologies for High Power Hybrid System," SAE

2005-01-0271

- [6] M.Okamura, E.Sato and S.Sasaki, "Development of Hybrid Electric Drive System Using a Boost Converter," in EVS20, 2003
- [7] T.A. Burress et. al, "Evaluation of the 2008 LEXUX LS600H Hybrid Synergy Drive System," Oak Ridge National Laboratory Technical Report ORNL/TM-2008/185, 2009.
- [8] K. Yamamoto, K. Shinohara, and H. Makishima, "Comparison between Flux Weakening and PWM Inverter with Voltage Booster for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," in Proc. of the Power Conversion Conference, 2002, Vol.1, pp.161-166
- [9] K. Yamamoto, K. Shinohara, and T. Nagahama, "Characteristics of permanent-magnet synchronous motor driven by PWM inverter with voltage booster," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 40, pp. 1145-1152, July/Aug. 2004.
- [10] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 22, pp 738-747, July/Aug. 1987
- [11] B. Bae, N. Patel, S. Schulz, and S. Sul, "New Field Weakening Technique for High Saliency Interior Permanent Magnet Motor" in Conf. Rec. IEEE-IAS, Oct. 2003, pp. 898-905.
- [12] T. Kwon, G. Choi, M. Kwak, S. Sul, "Novel Flux-Weakening Control of an IPMSM for Quasi-Six-Step Operation," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 44, pp. 1722-1731, Nov/Dec. 2008.
- [13] J.W. Kolar, H. Ertl, and F.C. Zach, "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 27, pp. 1063-1075, 1991.
- [14] F. Blaabjerg, U. Jaeger, S. Munk-Nielsen, and K. Pedersen, "Power Losses in PWM-VSI Inverter Using NPT or PT IGBT Devices," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 10, no. 3, May, 1995.
- [15] Casnellas. F., "Losses in PWM inverters using IGBTs," IEE Proc. Electr. Power Appl., 141, pp. 235-239, 1994.
- [16] K. Berringer, J. Marvin, and P. Perruchoud, "Semiconductor Power Losses in AC inverters," Conf. Rec. of IEEE IAS'95, pp.882-888, 1995.
- [17] D.W. Gao, C. Mi, A. Emadi, "Modeling and Simulation of Electric and Hybrid Vehicle," Proc. of the IEEE, vol.95, pp. 729-745, April 2007.
- [18] B.K. Powell, K.E. Bailey, S.R. Cikanek, "Dynamic Modeling and Control of Hybrid Electric Vehicle Powertrain Systems," IEEE Control Systems Magazine, vol. 18, pp. 17-33. 1998.
- [19] X. He and J. W. Hodgson "Modeling and simulation for hybrid electric vehicles, I. Modeling", IEEE Trans. Intelligent Transportation Syst., vol. 3, pp. 235

저 자 소 개



권태석 (權泰碩)

1995년2월 한양대 전기과 졸업(공학사)
 1997년2월 한양대 전기과 졸업(공학석사)
 2007년8월 서울대 전기과 졸업(공학박사)
 1997~2003년 현대엘리베이터 선임연구원
 2008년~현재 현대모비스 책임연구원