

전기자동차 구동용 모터를 위한 전류 제어 기술

이희광¹, 남광희[†]

An Overview: Current Control Technique for Propulsion Motor for EV

Hee-Kwang Lee¹ and Kwang-Hee Nam[†]

Abstract

Electric vehicles (EV) and hybrid EVs (HEV) are designed and manufactured by GM, Toyota, Honda, and Hyundai motors. The propulsion system design process for EV requires integrating subsystem designs into an overall system model to maximize the performance of a given propulsion architecture. Therefore, high-power density and high-torque density are important attributes required for EV applications. To improve torque and power density, propulsion motors are designed for saturation during high-torque operation. The nonlinearity associated with core saturation is modeled by incorporating the cross-coupling inductances, which also behave nonlinearly. Furthermore, in EV environments, the battery is directly connected to the DC link, and the battery changes depending on the state of charge. It will be onerous if as many optimal current commands as different V_{dc} were made. This paper presents the optimal current commands in the various operating condition and the current control technique in EV environments.

Key words: EV, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor), Cross coupling inductance, Current control

1. 서 론

EV 구동용 모터는 고토크 및 고풍출력 밀도와 고효율의 특성을 가지도록 설계되어 진다. 매입형 영구자석 모터(IPMSM)의 경우 릴럭턴스 토크를 사용하여 저속에서 높은 토크 성능을 가지며, 넓은 약 계자 운전 영역에서 또한 높은 출력 성능을 가지는 장점을 가지고 있어 많은 EV 및 HEV에 사용되고 있다^{[1]-[3]}.

EV 구동용 모터로 많이 사용되는 IPMSM은 제어와 설계에서 다양한 이슈들을 가지고 있다. 모터의 최고 속도(12,000rpm ~ 18,000rpm)가 정격 속도의 약 4배가 되도록 설계되기 때문에 운전영역의 대부분이 약계자 제어이다^{[4],[5]}. 이러한 이유로 EV용 모터의 약계자 영역 제어에서 고효율 및 정확한 토크 운전은 중요한 모터

제어 이슈이다.

또한 배터리가 인버터의 dc-link 전압 입력으로 직접 연결되어 있어 배터리의 SOC와 출력 전류에 따라서 dc-link 전압이 항상 변하게 된다. 그러므로 EV 구동용 모터를 제어하기 위해선 가변 하는 운전 속도와 dc-link 전압 모두에 대해서 전압 제한을 만족시키며, VCU(vehicle control unit)에서 내려오는 토크 지령을 제어하기 위한 최적의 d-축과 q-축 전류를 전체 운전영역에서 선정하여야 한다. Cheng^[6]의 경우 자속을 기반으로 한 Look-up table(LUT)을 이용하여 전류 지령을 찾아 토크 정확성 및 응답성을 높인 방법을 제안하였으나, LUT의 경우 보간법(interpolation)을 이용하여야 하기 때문에 실제 제어에서 오차를 가져 올 수 있으며 오차를 줄이기 위해서는 많은 양의 데이터를 필요로 하게 된다. 이러한 LUT의 단점 때문에 LUT의 사용을 적게 하거나 사용하지 않는 방법에 대한 많은 연구가 진행되었고, 토크와 전압 제한의 수식으로부터 4차 방정식을 얻어 일반해를 구한 방법도 소개되었다^[7]. 하지만 연산 시간이 긴 단점을 가지고 있다. 연산 시간을 줄이기 위한 방법으로는 전압의 크기는 최대로 고정되고 전압각만 변하는 약계자 영역에서의 특징을 이용한 전압각 제어가 있다^[8].

Paper number: TKPE-2016-21-5-3

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kwnam@postech.ac.kr

Dept. of control & Motor Drive Lab., Postech.

Tel: +82-54-279-5628 Fax: +82-54-279-5629

¹ Dept. of Control & Motor Drive Lab., Postech.

Manuscript received Aug. 10, 2016; revised Aug. 22, 2016;

accepted Sep. 1, 2016

TABLE I
PARAMETER OF 100KW IPMSM FOR EV

Pole No.	8	Slot No.	48
DC-link	360 V	Max. Current	320 Arms
Max. Power	100 kW	Max. Speed	12000 rpm
Max. Torque	320 Nm	Conti. Speed	2750 rpm
Conti. Power	60 kW	Back EMF	0.1084 V/rad

EV용 모터 제어에서 또 다른 중요한 이슈 중 하나는 제한된 dc-link 전압 내에서 최대한 높은 출력을 내기 위한 과변조 기법 및 six-step 운전이다. 선형 운전 구간에서 과변조, six-step 운전으로 변이하는 과도영역 제어와 과변조, six-step 운전에서의 하모닉 성분을 최소화하는 방법 등이 연구되며, 기존의 전압 변조 기법이 아닌 자속을 기반으로 하는 과변조 및 six step 운전 영역 변화 기법에 대한 연구가 발표 되었다^[9].

또한 일반적으로 EV 구동용 모터는 산업용 모터보다 더 높은 출력 밀도를 요구하기 때문에, 무게 및 부피 감소를 위하여 고정자 및 회전자 코어의 사용량을 최소화 하는 많은 연구들이 진행되고 있다. 하지만 높은 출력 밀도를 가지는 모터 설계는 저속 저출력 운전 영역을 제외한 대부분의 운전 영역에서 코어의 자속 밀도를 포화 영역까지 사용하기 때문에 코어 자속의 비선형성이 크게 나타난다. 이러한 비선형성은 모터 인덕턴스에서 L_{dq} , L_{qd} 와 같은 cross coupling 인덕턴스로 나타나기 때문에 L_d , L_q 값만 고려한 토크와 전압 방정식에 오차가 나타나게 된다^{[10]-[12]}.

본 논문에서는 EV 구동용 모터에서 최적 전류의 선정 방법과 look-up table (LUT) 작성 기법과 비선형성으로 나타나는 토크 특성에 대해 소개하고 표 1의 EV 용 100kW IPMSM을 사용하여 실제 실험 결과를 보여 주었다.

2. 비선형 자속 모델을 포함한 IPMSM 모델링

2.1 비선형 자속 모델

IPMSM에서의 비선형 자속 모델은 다음 수식과 같이 주어진다.

$$\lambda_d(i_d, i_q) = \psi_m + L_d(i_d)i_d + L_{dq}(i_d, i_q)i_q \quad (1)$$

$$\lambda_q(i_d, i_q) = L_q(i_q)i_q + L_{dq}(i_d, i_q)i_d \quad (2)$$

비선형 자속 모델에서는 d-축 전류와 q-축 전류 각각의 변화에만 의존하는 L_d , L_q 값 이외의 d-축 전류와 q-축 전류 모두에 의존하는 L_{dq} , L_{qd} 값이 나타나게 된다.

2.2 비선형 자속 모델을 포함한 IPMSM 모델

IPMSM의 전압 방정식에서 비선형 자속 모델을 반영하게 되면 다음 수식과 같다.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \frac{di_q}{dt} - \omega_e (L_q i_q + L_{qd} i_d), \quad (3)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_{qd} \frac{di_d}{dt} + \omega_e (\psi_m + L_d i_d + L_{dq} i_q). \quad (4)$$

L_{dq} , L_{qd} 값을 고려한 전압 방정식은 수식 (3), (4)와 같으며, 기존 L_d 와 L_q 값만으로 모델링 되었던 전압 전압방정식과 달리 L_{dq} , L_{qd} 의한 미분 성분과 속도 비례 성분이 포함되어 모델링 되게 되며, 모터 제어 시스템의 차수를 올리는 영향을 주게 된다.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{4} P (\vec{\lambda}_{dq} \times \vec{i}_{dq})_z = \frac{3}{4} P (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \\ &= \frac{3}{4} P (\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q + L_{dq} i_q^2 - L_{qd} i_d^2). \end{aligned} \quad (5)$$

토크 방정식 또한 기존의 마그네틱 토크와 릴럭턴스 토크 성분 이외에 cross coupling 인덕턴스 성분에 의한 전류의 제곱에 비례하는 토크 성분이 추가되게 된다. 이 때문에 cross coupling 인덕턴스 값을 고려하지 않고 모터의 토크를 추정하게 되면 오차가 발생하게 되며, MTPA (maximum torque per ampere) 제어의 전류각과 같이 모터 파라미터에 의해 결정되는 값들에 오차가 발생하게 된다.

cross coupling 인덕턴스의 영향은 고속 운전영역에서의 전압 제한 곡선에서도 영향을 주게 된다. 다음 수식은 cross coupling 인덕턴스를 반영한 전압 제한 방정식이다.

$$\frac{V_s^2}{\omega_e^2} = (L_q i_q + L_{dq} i_d)^2 + (\psi_m + L_d i_d + L_{dq} i_q)^2 \quad (6)$$

3. 인덕턴스의 계산

2장에서 살펴보았듯이 포화영역까지 사용하는 EV 구동용 IPMSM에서 인덕턴스 값은 정확한 토크 제어와 고효율을 위한 최적 전류 지령을 위해서 산업용 모터 제어에서보다 더욱 중요한 역할을 한다. 인덕턴스를 계산하는 방법으로는 JMAG 시뮬레이션의 유한요소법 (FEM)으로 구한 3상 자속을 이용하는 방법이 있다. 그림 1은 표 1에 소개된 EV 구동용 IPMSM의 dq-축 전류 변화에 따른 dq-축 자속을 보여 준다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_d(\theta) \\ \lambda_q(\theta) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_a(\theta) \\ \lambda_b(\theta) \\ \lambda_c(\theta) \end{bmatrix} \quad (7)$$

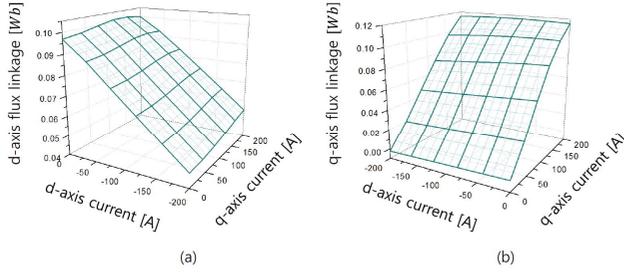


Fig. 1. Flux linkage of the d- and q-axis for 100kW IPMSM : (a) d-axis flux linkage and (b) q-axis flux linkage.

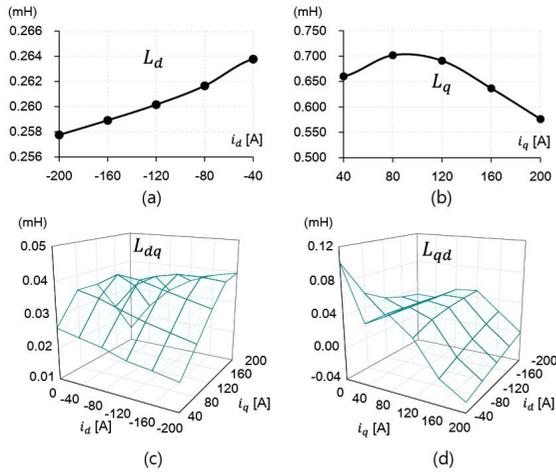


Fig. 2. Inductance computed from flux linkage by using a FEM tool: (a) L_d , (b) L_q , (c) L_{dq} , and (d) L_{qd} .

(7)번 수식과 같이 3상 자속으로부터 dq-좌표 변환 행렬을 사용하여 구한 dq-축 자속을 사용하여 아래 수식과 같이 인덕턴스를 구할 수 있다.

$$L_d(i_d) = \frac{\lambda_d(i_d) - \psi_m}{i_d}, \quad (8)$$

$$L_q(i_q) = \frac{\lambda_q(i_q)}{i_q}, \quad (9)$$

$$L_{dq}(i_d, i_q) = \frac{\lambda_d(i_d, i_q) - \psi_m - L_d(i_d)i_d}{i_d}, \quad (10)$$

$$L_{qd}(i_d) = \frac{\lambda_q(i_d, i_q) - L_q(i_q)i_q}{i_d}. \quad (11)$$

그림 2는 계산된 인덕턴스를 전류 변화에 따라 나타낸 그래프이다. L_d 의 경우 d-축 전류가 음의 방향으로 증가함에 따라 값이 작아지지만, L_q 의 경우 q-축 전류가 양의 방향으로 증가함에 따라 값이 증가하다가 줄어드는 비선형 특징을 보이고 있다. L_{dq} , L_{qd} 의 경우 d-축, q-축 전류가 변화함에 특정한 규칙 없이 비선형적으로 값이 변화 하는 것을 확인 할 수 있다.

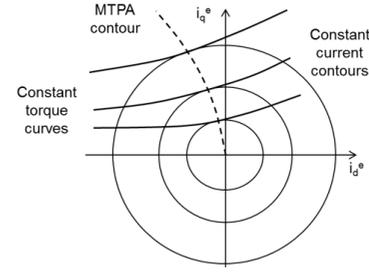


Fig. 3. MTPA contour.

4. EV 구동용 모터의 전류 제어 기법

4.1 MTPA 제어

IPMSM이 EV 구동용 모터로 많이 사용되는 이유 중 하나는 킬러턴스 토크 사용으로 다른 모터들에 비해 고 토크 밀도를 가지는 장점 때문이다. 하지만 킬러턴스 토크가 포함된 토크는 q-축 전류뿐만 아니라 d-축 전류에도 의존하게 된다. 그러므로 원하는 토크를 내는데 있어 전류의 크기를 최소화하는 방향으로 d-축 및 q-축 전류를 배분할 필요가 있다. 특히 저속 고토크 운전 영역에서는 모터 전체 손실중 동손이 매우 큰 비중을 차지하기 때문에 모터 및 EV 주행 효율을 높이기 위해선 전류 크기의 최소화가 필수적이다. 이러한 조건을 만족하는 전류 제어 기법이 MTPA 제어 기법이다.

그림 3에서와 같이 주어진 토크를 위한 최소 전류의 크기는 토크 곡선과 접하는 전류의 크기와 같다. 즉, MTPA를 위한 전류 지령은 전류의 크기와 전류각 β 로 정의 할 수 있다. 해당 최적 전류 제어 지령을 구하는 방법으로 수식 (12)와 같이 전류각 β 에 대해 미분하는 방법과 수식 (13)을 이용한 라그랑지안 기법, 그리고 4차식의 근을 구하는 페라리 방법^[7] 등이 있다.

$$\frac{dT}{d\beta} = \frac{3}{4}P(\psi_m I \sin\beta + (L_d - L_q)I^2 \cos\beta) = 0, \quad (12)$$

$$L(i_d, i_q) = \frac{3P}{4}(\psi_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) + \mu_1 (i_d^2 + i_q^2 - I^2), \quad (13)$$

여기서 μ_1 은 라그랑지안 상수이다. 각각의 방법으로 MTPA에서의 d-축 전류와 q-축 전류를 구하게 되면 아래 수식 (14), (15)와 같다.

$$i_d = \frac{1}{4(L_q - L_d)}(\psi_m - \sqrt{\psi_m^2 + 8I^2(L_d - L_q)^2}), \quad (14)$$

$$i_q = \sqrt{I^2 - i_d^2}. \quad (15)$$

4.2 CPSR (Constant Power Speed Region) 제어

4.1 절에서 설명한 MTPA는 기저속도 이하의 저속영역에서 사용가능한 방법으로 기저속도 이상의 약제자 영역에서는 사용이 불가능하다. EV 구동용 모터의 경

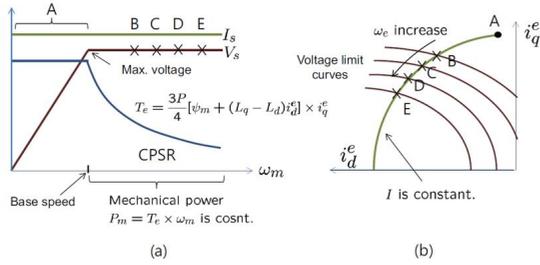


Fig. 4. Torque and power specification of IPMSM: (a) Torque, voltage, and current versus speed and (b) the corresponding voltage and current contours.

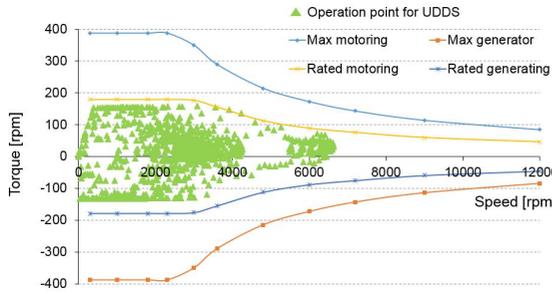


Fig. 5. 100kW IPMSM operation point for the urban dynamometer drive system (UDDS) driving cycle with c-class vehicle.

우 전체 운전 범위는 기저속도의 4배에 해당하는 고속 영역까지를 포함하는 넓은 약계자 영역을 가진다. 이때문에 차량 주행 중에는 대부분을 약계자 제어 운전 영역을 사용하게 된다. 이러한 약계자 영역에서 최대 출력을 위한 최적 제어 전류는 전압 제한과 전류 제한의 교점이 되며, 운전 속도가 증가함에 따라 전류각 β 값이 증가하여 출력 토크는 줄어들지만 출력 파워는 최대 값을 유지하게 된다 (그림 4 참조).

전압 제한과 전류 제한의 교점에 대한 d-축 전류와 q-축 전류는 다음 수식으로 구할 수 있다.

$$i_d = \frac{1}{(\xi^2 - 1)} \left(\frac{\psi_m}{L_d} - \sqrt{\xi^2 \frac{\psi_m^2}{L_d^2} + (\xi^2 - 1) \left(\xi^2 I_s^2 - \frac{V_s^2}{\omega_e^2 L_d^2} \right)} \right), \quad (16)$$

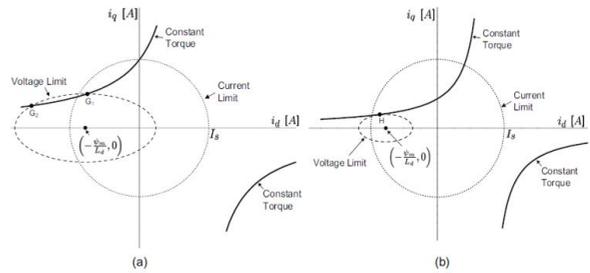
$$i_q = \sqrt{I_s^2 - i_d^2}, \quad (17)$$

$$\xi = L_d - L_q. \quad (18)$$

4.3 MTPV (Maximum Torque Per Voltage) 제어

4.2 절에서의 최대 출력 제어는 차량에서 고속-가속 주행을 위해 필수적인 부분이다. 하지만 차량에서는 가속운전 보다는 정속운전이 전체 주행에서 더 많은 비중을 차지하기 때문에 최대 토크와 최대 출력 보다는 TN 최대 특성 곡선의 안쪽 영역을 많이 사용하게 된다 (그림 5 참조).

그러므로 현재 운전 속도와 DC-link 전압에서 주어진 토크를 운전하기 위한 최적 전류 지령을 선정하는 기법



(a) Transversal Intersection (b) Tangential Intersection

Fig. 6. Optimal current command in the high speed region: (a) intersection between the voltage limit ellipse and torque curve (G1, G2) and (b) tangential intersection: tangential intersection between voltage limit ellipse and torque curve (H).

은 EV 구동용 모터 제어에서 가장 중요하다.

그림 6은 운전 속도의 증가에 따라 전압제한 곡선이 작아질 때 주어진 토크를 위한 최적 전류 지령에 대해 설명해 준다. 정속 운전을 하거나 최대 출력 운전이 필요하지 않을 경우, 최적 전류 지령은 전류 제한 내부에서 선정된다. 그림 6 (a)와 같이 전압제한 곡선과 토크 곡선이 두 개의 교점에서 만나는 경우에는 두 점 중 전류 제한 내부에 있고, 전류가 작은 G1이 최적 전류 지령이 된다. 전압 제한이 더욱 작아져 두 점 모두 전류 제한 내부에 존재하더라도 항상 G1이 더 작은 전류 크기를 가지기 때문에 최적 전류 지령은 G1이다.

고속 도로 주행에서와 같이 최대 속도 근처 영역에서 최대 가속 운전을 할 경우, 높은 속도에서의 최대 토크 운전을 하게 된다. 이때 CPSR에서의 전류-전압 제한 곡선의 교점보다 높은 토크를 발생시키는 전류 지령이 전류 제한 내부에 존재하며, 이 속도 범위를 MTPV 영역 또는 MTPF (Maximum Torque Per Flux)라고 한다. 그림 6 (b)와 같이 최대 속도 근처에서의 전압 제한과 최대 토크 곡선은 접점을 이루게 되고, 접점이 최적 전류 지령이 된다.

4.4 최적 전류 지령을 위한 LUT

4.1, 4.2, 4.3 절에서처럼 모든 최적 dq-축 전류 지령은 페라리 방법을 이용하여 수 있다^[7]. 하지만 EV 구동용 모터를 제어하는 인버터는 모터 제어 알고리즘뿐만 아니라 고장 진단에 대한 프로그램이 다량 포함되어 있어, 제어를 위한 연산시간을 최소화해야 한다. 연산 시간 및 전류 제어 시간을 최소화하기 위하여 사용하는 방법이 LUT를 이용하는 것이다.

DC-link 전압과 운전 속도가 수시로 변하는 EV 모터에서 특정 토크 생성을 위한 전류 지령 LUT를 선정하는 조건은 크게 전류 벡터의 크기와 전압 제한으로 나눌 수 있다. 전류 벡터의 크기는 전체 운전 영역에서 고효율 운전을 위해 전체 모터 손실이 최소화되도록 선정하여 하며, 빠른 토크 응답성과 안정적인 전류 제어

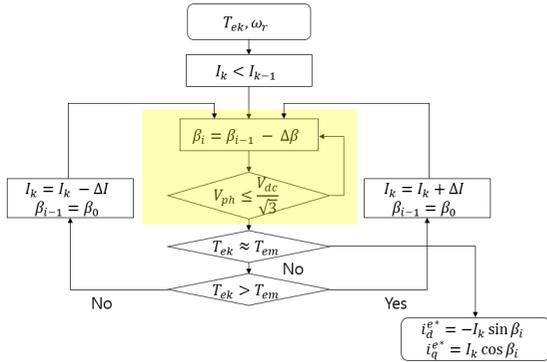


Fig. 7. Flowchart of the LUT for current command.

가 가능하도록 전압 제한을 만족하여야 한다. 이 조건을 만족하는 전류 지령 LUT는 속도 및 토크에 따라 MTPA, CPSR, MTPV (transversal or tangential intersection)으로 결정되어야 하며, 주변 환경 변화에도 정확한 토크 제어를 하기위하여 모터 온도에 따라 변하는 역기전력 상수 및 저항 값을 고려해야 한다. 또한 모터 효율을 최대로 하기 위해선 모터의 동손 및 철손을 모두 고려하여 최적 전류 지령을 선정하여야 하지만 일반적으로 전류 크기가 증가 할수록 동손 및 철손이 모두 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 LUT 작성을 쉽고 빠르게 하기 위하여, 전압 제한을 만족하면서 전류 벡터의 크기가 최소화 되는 점을 최적 전류 지령으로 선정하였다.

따라서 이번 절에서는 EV 모터 제어를 위한 자속 기반 최적 전류 지령 LUT를 작성하는 방법에 대해 소개한다.

4.4.1 자속 기반 전류 지령 LUT 작성 기법

수식 (19)의 자속을 이용하여 전류 지령 LUT를 작성하게 되면, DC-link 전압과 속도 변화를 동시에 하나의 값으로 동시에 반영할 수 있는 장점을 가지게 된다.

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_d^2 + \lambda_q^2} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\omega_e} \tag{19}$$

자속 기반 전류 지령 LUT를 작성하기 위해선 우선 LUT의 지령으로 사용될 자속 값의 최대, 최소값을 선정하여야 한다. 선정 방법은 모든 DC-link 전압 범위에서 최고 속도까지 운전 가능하여야 하므로 기준 전압에서의 기저 속도와 최저 DC-link 전압에서의 최대 속도를 각각 자속 최대값, 최소값으로 선정한다. 그리고 이를 일정 간격으로 나누어 table의 주소 값으로 사용한다.

선정 한 자속 값에서의 최대토크를 기준으로 일정 간격으로 토크를 나누어, 기준 전압에서의 전체 운전 영역에 대한 table을 작성한다. 이후 기준 전압과 다른 dc-link 전압에 적용할 시 속도가 변화한 것으로 간주하여 가상의 속도를 이용하는 방법으로 전류 지령을 선정

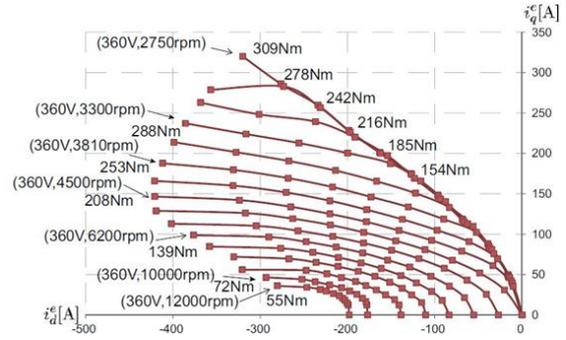


Fig. 8. A reference chart for optimal current commands that were obtained through dynamo-experiments when V_{dc} = 360V.

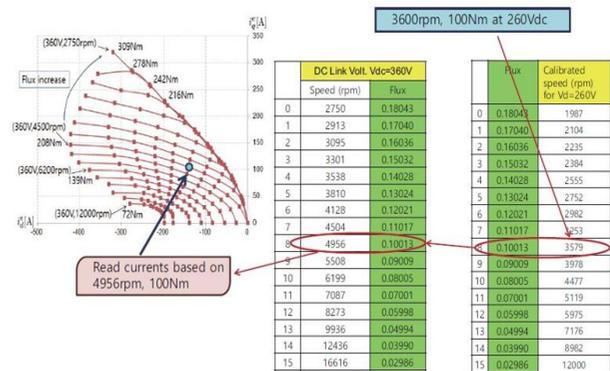


Fig. 9. Procedure for reading current command based on fictitious speeds.

하게 된다. 그림 7은 주어진 토크 (T_{ek})와 속도 (ω_r)에서 최적 전류 (-I_ssinβ, I_scosβ)를 구하는 방법에 대한 순서도 이다.

표 1의 IPMSM 모터의 전체 운전 영역에 대하여 작성한 전류 지령 LUT는 그림 8과 같다.

4.4.2 자속 기반 전류 지령 LUT 사용법

그림 8과 같이 작성을 완료한 전류 지령 LUT는 기준 전압에 대해 작성하였기 때문에 기준 전압과 다른 dc-link 전압에 대해서 가상 속도를 이용한 방법으로 모든 운전 범위에서 최적 전류 제어 운전이 가능하다.

그림 9는 전류 지령 LUT를 사용하는 방법을 보여준다. 먼저 그림 9의 오른쪽 끝 표와 같이 현재 DC-link 전압에서 선정한 자속에 해당하는 속도를 구한다. 그 후 현재 운전 속도에 맞는 자속을 찾고 해당 자속에서 원하는 토크를 위한 전류 지령을 선정한다. 예를 들어 현재 DC-link 전압 (260V)과 운전 속도 (3579rpm)에서 100Nm 토크를 위한 전류 지령을 찾는다면, DC-link 전압과 운전 속도로 기준 전류 지령 LUT의 8번째 자속에 해당됨을 알 수 있다. 따라서 DC-link 전압 (260V)과 운전 속도 (3579rpm)에서 토크 100Nm을 위한 최적 전류 지령은 기준 전류 지령 LUT에서 가상 속도 (4956rpm)의 토크 (100Nm)을 위한 전류 지령이다.

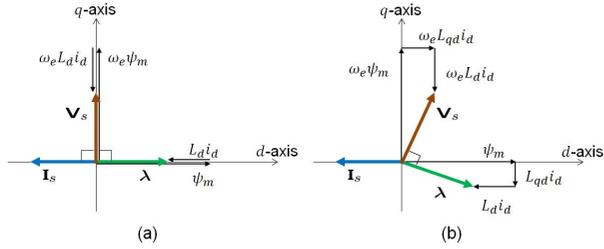


Fig. 10. Voltage, current and flux vectors diagram (a) without cross coupling inductances and (b) with cross coupling inductances.

4.5 EV에서의 Coasting 제어^[13]

4.5.1 Coasting 모드란?

차량의 주행모드는 기본적인 parking, drive, reverse, neutral 모드 이외의 creep, quick accel, coasting 등과 같이 차량 운전 상태에 따라 세부적으로 모드가 나누어진다. EV와 HEV의 경우 회생제동 (regeneration braking) 모드가 추가 되며, 이 운전 모드로 차량의 운동에너지를 전기에너지로 바꾸어 배터리에 저장할 수 있어 에너지를 사용 효율을 극대화 시킬 수 있다. 기존 엔진 차량에서도 연비를 향상하기 위하여 많은 주행 모드들이 연구되고 있으며, 그중 하나가 coasting 모드이다.

Coasting이란 차량이 가속, 감속을 위한 힘을 전혀 사용하지 않고 현재 차량 운전 속도에 의한 관성에 의해서 운전하는 모드를 말한다. Coasting 모드에서의 주행 거리를 최대화 하기 위해선 차량의 진행방향을 방해하는 방향의 공기 저항 및 타이어 저항 등과 같은 차량 외부의 힘과 엔진에서 바퀴까지의 동력전달장치 부분에서의 손실을 최소화 시켜야한다. Coasting은 EV와 HEV에서도 한정된 배터리 에너지를 효율적으로 사용하여 1 충전 주행거리를 최대화시키기 위한 중요한 주행 모드이다. 특히 순수 EV에서는 가속, 감속에 관계없이 차의 바퀴가 회전할 때 모터도 계속 회전을 하고 있기 때문에 coasting 모드에서 주행거리를 최대화하기 위해선 EV 구동용 모터가 정확한 영 토크를 출력할 수 있도록 제어하는 것이 중요하다.

4.5.2 Cross coupling 인덕턴스를 고려한 영 토크 제어

일반적으로 고속으로 회전하는 IPMSM에서 q-축 전류를 영으로 하고, 전압 제한을 만족시키기 위한 d-축 전류만 제어하게 되면 모터의 출력 토크는 영이 되게 된다. 하지만 cross coupling 인덕턴스가 있을 경우, 수식 (5)의 $-3P/4L_{qd}i_d^2$ 항에 의하여 q-축 전류가 영이 되어도 d-축 전류가 증가함에 따라 원하지 않는 음의 토크가 발생하게 된다.

Cross coupling 인덕턴스에 의한 음의 토크는 벡터 다이어그램을 통해서도 확인할 수 있다. 그림 10. (a)에서 볼 수 있듯이 cross coupling 인덕턴스가 영 일 때,

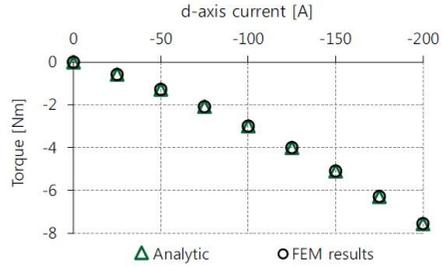


Fig. 11. Comparison of analytic and FEM torque: when torque developed only by d-axis current ($i_q = 0$).

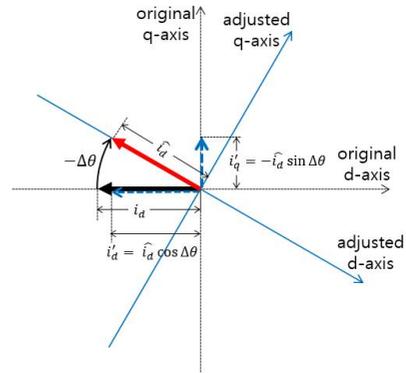


Fig. 12. The original and a adjusted dq-frame.

q-축 전류가 영이 되면 전압 벡터와 전류 벡터의 사이 각이 90도가 되어 역률이 영이 되므로 모터에서 출력되는 파워가 영이 된다. 하지만 그림 10. (b)에서처럼 cross coupling 인덕턴스가 영이 아닌 값을 가지게 되면 d-축 전류만 존재하는 상황에서도 전압 벡터와 전류 벡터의 사이 각이 90도가 아닌 둔각을 가지게 되어 역률이 영이 아닌 음의 값을 가지게 되어 모터의 출력 파워가 음의 값을 가지게 된다.

그림 11은 표 1의 모터에 대해 d-축 전류에 변화에 따라 수식 (5)를 이용하여 계산된 토크 값과 FEM 시뮬레이션으로 구한 토크 값을 비교한 것이다. d-축 전류가 음의 방향으로 커짐에 따라 음의 토크가 지속적으로 증가하는 것을 확인할 수 있다. 또한 모터 운전 속도가 상승함에 따라 전압 제한 조건을 만족하기 위한 d-축 전류의 크기가 증가하기 때문에 영 토크에서의 오차는 고속운전에서 더욱 심하게 나타남을 알 수 있다.

이러한 음의 토크를 발생시키지 않고 정확한 영 토크 제어를 하기 위해선 d-축 전류에 의해 발생한 음의 토크를 상쇄시키기 위한 영이 아닌 양의 크기를 가지는 q-축 전류가 필요하다. 영 토크 제어에 필요한 q-축 전류를 직접 계산하는 방법으로 전압제한과 토크 곡선간의 교점을 구하는 방법이 있다. 이 방법은 4차 방정식을 풀어야 하기 때문에 장시간의 연산시간을 가지는 단점이 있다.

q-축 전류의 크기를 계산하지 않고 영 토크 제어를 할 수 있는 쉬운 방법은 dq-좌표를 시계 방향으로 조금

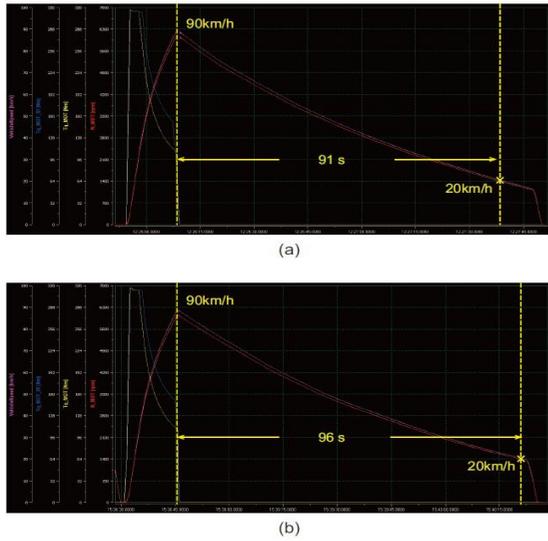


Fig. 13. Coasting test results captured by using a PCAN tool: (a) without a compensation and (b) with a compensation for zero torque control.

TABLE II
PARAMETER OF EV

Drag Coeff.	0.37	Battery capacity	75kWh
Rolling resis.	0.011	Max. Speed	110km/h
Gear ratio	9.18	Gross weight	4.2 t

돌려주는 방법이다. 그림 12에서와 같이 실제 dq-좌표에서 영 토크를 위한 dq-좌표로 좌표축을 시계방향으로 돌리게 되면 가상의 변경된 좌표에서는 q-축 전류가 영이 되기 때문에 오랜 연산시간에 소모 없이 정확한 영 토크 제어를 할 수 있게 된다.

영 토크를 위해 시계방향으로 회전 시켜야하는 각도 $\Delta\theta$ 는 변경된 dq-좌표의 자속 $\overline{\lambda}_{dq}$ 에서 $\overline{i}_q=0$ 일 때 $\overline{\lambda}_q=0$ 을 만족하는 값이며, 수식 (20)을 이용하여 구할 수 있다.

$$\overline{\lambda}_{dq} = e^{j\Delta\theta} \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{qd} & L_q \end{bmatrix} e^{-j\Delta\theta} \overline{i}_{dq} + e^{j\Delta\theta} \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

수식 (20)을 이용하여 구한 좌표 회전 각도를 이용하면 영 토크 제어가 가능하다. 하지만 인덕턴스 값에 오차가 있을 경우 회전 각도에 오차가 발생 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 각 운전 속도에 대해서 실험으로 구한 회전 각도를 이용하여 수식 (20)에서의 값과 비교하였으며, 비교 검증한 회전 각도를 LUT로 작성하여 사용하였다.

4.6 EV 실험 결과^[13]

전장에서 소개한 자속을 기반으로 작성한 전류 지령 LUT와 Coasting 제어를 실제 차량에 적용하여 실험한

결과는 다음 그림 13와 같으며, 실험에 사용한 EV의 주요 사양은 표 2와 같다.

그림 13의 경우 coasting 제어를 위한 영 토크 제어에서 cross coupling 인덕턴스를 고려하지 않은 경우와 고려한 경우에 대한 EV 실험 결과이며, cross coupling 인덕턴스를 고려한 경우 coasting 운전 시간이 5초 증가하는 것을 확인 할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 고효율 밀도화 및 경량화 되고 있는 EV 구동용 IPMSM에 맞는 전류 제어 기법과 자속 기반 전류 지령 LUT 기법 및 비선형성으로 인해 나타나는 cross coupling 인덕턴스에 대해 기술하고, cross coupling 인덕턴스가 모터 다이내믹스에 주는 영향에 대해 상세하게 소개하였다. 또한 실제 EV 실험을 통하여 소개한 제어 방법의 유용성을 설명하였다. 이와 같이 EV 구동용 모터의 제어는 일반 산업용 모터 제어와 달리 차량이라는 환경에 맞게 고도화 및 차별화 되고 있다. 더욱이 현재 보다 더욱 고효율 밀도로 개발될 것이기 때문에 모터의 비선형성은 더욱 커질 것이다. 따라서 EV 구동용 모터 제어는 다양한 운전 영역 및 주변 환경 변화에 능동적으로 대응 할 수 있는 방향으로 더욱 발전하여야 한다.

References

- [1] R. H. Staunton, C. W. Ayers, J. N. Chiasson, B. A. Burrell, and L. D. Marlino, "Evaluation of 2004 toyota prius hybrid electric drive system," 2006.
- [2] N. Tohru, S. Ishikawa, and S. Oki. "Development of an electric motor for a newly developed electric vehicle," No. 2014-01-1879. SAE Technical Paper, 2014.
- [3] K. M. Rahman, S. Jurkovic, C. Stancu, J. Morgante, and P. J. Savagian, "Design and performance of electrical propulsion system of extended range electric vehicle (EREV) chevrolet volt," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 51, No. 3, pp. 2479-2488, May 2015.
- [4] B. J. Chalmers, R. Akmeşe, and L. Musaba, "Design and field-weakening performance of permanent magnet /reluctance motor with two-part rotor," *Proc. Inst. Elect. Eng.-Elect. Power Appl.*, Vol. 145, No. 2, pp. 133-138, Mar. 1998.
- [5] Z. Yang, F. Shang, I. P. Brown, and M. Krishnamurthy, "Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for EV and HEV applications," *IEEE Trans. Trans. Electri.*, Vol. 1, No. 3, pp. 245-254, Oct. 2015.
- [6] B. Cheng and T. R. Tesch, "Torque feedforward control technique for permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 3, pp. 969-974, Mar. 2010.

- [7] S. Jung, J. Hong, and K. Nam, "Current minimizing torque control of the IPMSM using ferrari's method," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 12, pp. 5603-5617, Dec. 2013.
- [8] D. Stojan, D. Drevensek, Z. Plantic, B. Gracar, and G. Stumberger, "Novel field-weakening control scheme for permanent-magnet synchronous machines based on voltage angle control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 48, No. 6, pp. 2390-2401, Nov./Dec. 2012.
- [9] A. Ghaderi, T. Umeno, and M. Sugai, "An altered PWM scheme for single-mode seamless control of AC traction motors for electric drive vehicles," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 63, No. 3, pp. 1385-1394, Mar. 2016.
- [10] L. Huang, G. Zhao, and P. Huang, "An approach to improve the torque performance of IPMSM by considering cross saturation applied for hybrid electric vehicle," in *Proc. IEEE Electrical Machines and Systems*, pp. 1378-1381, 2010.
- [11] G. Qi, J. T. Chen, Z. Q. Zhu, D. Howe, L. B. Zhou, and C. L. Gu, "Influence of skew and cross-coupling on flux-weakening performance of permanent-magnet brushless AC machines," *IEEE Trans. Magnetics.*, Vol. 45, No. 5 pp. 2110-2117, May 2009.
- [12] I. S. Jeong, J. W. Kim, Y. J. Kim, and K. H. Nam, "Extended MTPA with cross coupling inductances for electrically excited synchronous motors," in *Proc. IEEE ECCE*, pp. 867-873, 2013.
- [13] H. K. Lee, B. K. Koo, and K. H. Nam, "Coasting control of EV motor considering cross coupling inductance," in *Proc. IEEE ECCE*, 2016.



이희광(李熙光)

1988년 2월 13일생. 2012년 충남대 전자전기공학과 졸업. 2012년~현재 포항공과대학교 대학원 전자전기공학과 석·박통합과정.



남광희(南光熙)

1956년 9월 26일생. 1980년 서울대 화학공학과 졸업. 1982년 서울대 제어 및 계측공학과, 수학과 졸업(석사). 1986년 the University of Texas at Austin 전기공학과 졸업(공학박). 1998~2000년 포항공과대 정보통신연구소 소장. 1998~현재 포항공과대 전자전기공학과 교수. 2016년~현재 당 학회 학회장.