

전기자동차용 통합충전기의 모델링 및 전류제어기 설계

허건, 박용순
광주과학기술원

Modeling and Current Controller Design of Integrated Charger

Geon Heo, Yongsoon Park
Gwangju Institute of Science and Technology

ABSTRACT

An integrated charger is used for bi-directional power conversion between an electric vehicle and a power grid. The proposed integrated charger works in a way that motor windings are utilized as filter inductances for charging/discharging of batteries in addition to the original purpose of motor drives. After a mathematical model of the integrated charger based on an dual winding induction machine (DWIM) is discussed, a current control method is designed for grid connection. The effectiveness of the proposed method is examined with simulation results.

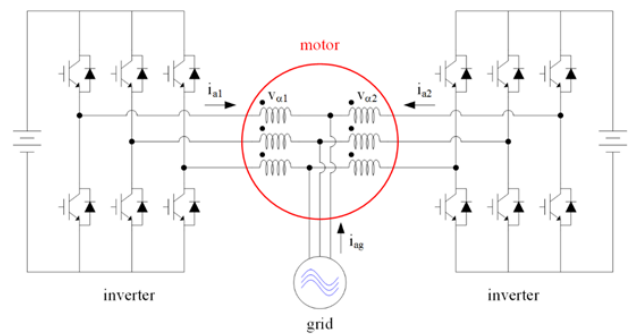


그림 1 통합충전기 구조
Fig. 1 Structure of Integrated Charger

1. 서론

친환경 에너지에 대한 관심 증가와 더불어 전기자동차 시장 또한 빠르게 성장하고 있다. 전기자동차의 상용화를 위해서는 충전인프라 확충과 충전시간 단축이 선결과제이다. 또한 전기자동차의 대용량 배터리를 계통 안정화 및 전력 품질 관리에 활용하는 에너지저장장치로의 활용도 검토되고 있다.

전기자동차의 배터리는 전기자동차가 기존 내연기관 자동차에 버금가는 주행거리를 확보할 수 있도록 대용량화가 필수적이다. 이와 동시에 충전 시간 단축을 통해 사용자의 편의를 증진하기 위해서는 배터리 충전용 전력변환장치의 대용량화 역시 필요하다. 차량 내부에 설치된 충전장치는 일반적으로 차량의 이동 시 사용되지 않지만, 대용량화 될 경우 무게 및 부피 증가로 연비 감소 및 탑승 공간 감소를 초래할 수 있다. 차량 외부에 별도의 충전장치를 사용하는 경우에도 대용량화에 따른 부수적인 비용의 증가가 예상된다. 하지만 전기자동차는 전동기 구동을 위해 대용량 전력변환이 가능한 인버터를 기본적으로 포함하므로, 계통에 대한 다양한 기능을 제공하면서도 추가적인 비용을 최소화하기 위해 그러한 기존 하드웨어를 배터리의 충/방전에 활용하는 방안을 생각해볼 수 있다.

본 논문에서는 전기자동차의 전력계통에 대한 양방향 전력 변환을 위한 통합충전기를 제안한다. 제안하는 통합충전기는 전기자동차에 탑재된 대용량 배터리와 인버터를 본래의 목적인 전동기 구동뿐만 아니라 배터리의 충전 및 방전에도 사용하는 방식이다. 이를 위해 이중권선 유도전동기(DWIM)의 모델을 고려한 통합충전기의 모델링을 진행하였고 계통연계 시 유/무효전력 제어를 위한 전류제어기를 설계하였다.

2. 통합충전기의 모델링 및 전류제어

2.1 통합충전기 구조

그림1은 제안하는 통합충전기의 구조를 나타낸다. 이중권선 유도전동기의 권선을 통해 배터리가 계통에 연결되며 양단 인버터의 전류제어를 통해 배터리의 충/방전이 이루어진다. 계통 연계 운전 시 인버터의 출력 전류는 크기와 위상이 동일하도록 제어되어야 하는데, 이 경우 회전자 자속이 상쇄되어 별도의 기계적 장치 없이 모터의 회전을 방지할 수 있다. 이때 고정자의 누설 인덕턴스가 필터 인덕턴스 역할을 일부 대체하게 된다.

2.2 정지 좌표계에서 모델링

농형 유도전동기의 경우 회전자 도체가 단락 되어 있으므로 회전자 전압은 0이 된다. 양단 인버터의 출력 전류가 각 권선에서 반대 방향으로 들어가기 때문에 자속은 서로 상쇄되는 방향으로 발생한다. 정지 좌표계 상에서 고정자 및 회전자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{dq s1}^s - \mathbf{v}_{dq g}^s = R_s \mathbf{i}_{dq s1}^s + \frac{d}{dt} \lambda_{dq s1}^s \quad (1)$$

$$\mathbf{v}_{dq s2}^s - \mathbf{v}_{dq g}^s = R_s \mathbf{i}_{dq s2}^s - \frac{d}{dt} \lambda_{dq s2}^s \quad (2)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_{dq r}^s + \frac{d}{dt} \lambda_{dq r}^s - j\omega_r \lambda_{dq r}^s \quad (3)$$

양측 권선 간의 인덕턴스를 고려하여 자속 방정식을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dq s1}^s \\ \lambda_{dq s2}^s \\ \lambda_{dqr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - L_m & L_m \\ L_m - L_s & L_m \\ L_m - L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq s1}^s \\ i_{dq s2}^s \\ i_{dqr}^s \end{bmatrix} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} i_{dq s1}^s \\ i_{dq s2}^s \\ i_{dqr}^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

식(4)에서 인덕턴스 행렬의 역변환을 통해, 자속으로부터 전류를 구할 수 있다.

$$i_{dq s1}^s = \frac{L_m^2 - L_s L_r}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dq s1}^s - \frac{L_m^2 - L_m L_r}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dq s2}^s - \frac{L_m^2 - L_s L_m}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dqr}^s \quad (5)$$

$$i_{dq s2}^s = \frac{L_m^2 - L_m L_r}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dq s1}^s - \frac{L_m^2 - L_s L_r}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dq s2}^s + \frac{L_m^2 - L_s L_m}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dqr}^s \quad (6)$$

$$i_{dqr}^s = -\frac{L_m^2 - L_s L_m}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dq s1}^s - \frac{L_m^2 - L_s L_m}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dq s2}^s + \frac{L_m^2 - L_s^2}{\det(\mathbf{L})} \lambda_{dqr}^s \quad (7)$$

통합충전기의 계통 연계 운전 시 토크 방정식을 회전자 자속과 고정자 전류로 나타내면 다음과 같고, 양단 인버터 전류의 크기를 동일하게 제어하면 토크가 발생되지 않는 것을 알 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \frac{P}{2} \{ (i_{qs1}^s - i_{qs2}^s) \lambda_{dr}^s - (i_{ds1}^s - i_{ds2}^s) \lambda_{qr}^s \} \quad (8)$$

3. 전류제어기 설계

3.1 동기 좌표계에서 전류제어

통합 충전기의 계통연계 시 전류 제어기는 계통 전압에 동기화되어 설계되어야 한다. 계통 전압의 위상은 PLL(Phase Locked Loop)을 통해 추정 가능하다.^[1] 동기 좌표계 상에서 회전자 자속과 고정자 전류로 표현한 고정자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq s1}^e &= (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{dq s1}^e + L_{ss} \frac{d}{dt} i_{dq s1}^e - R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{dq s2}^e \\ &\quad - L_{sc} \frac{d}{dt} i_{dq s2}^e + j\omega_e L_{ls} i_{dq s1}^e + \mathbf{v}_{comm} + \mathbf{v}_{dqg}^e \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq s2}^e &= (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{dq s2}^e + L_{ss} \frac{d}{dt} i_{dq s2}^e - R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{dq s1}^e \\ &\quad - L_{sc} \frac{d}{dt} i_{dq s1}^e + j\omega_e L_{ls} i_{dq s2}^e - \mathbf{v}_{comm} + \mathbf{v}_{dqg}^e \end{aligned} \quad (10)$$

$$L_{sc} = L_m - L_m^2 / L_r \quad (11)$$

$$L_{ss} = L_s - L_m^2 / L_r = L_{ls} + L_{sc} \quad (12)$$

$$\mathbf{v}_{comm} = j\omega_e L_{sc} (i_{dq s1}^e - i_{dq s2}^e) + \frac{L_m}{L_r} (-\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r) \lambda_{dqr}^e \quad (13)$$

3.2 비간섭화 제어기

식(9)와 (10)에서 볼 수 있듯이, 기전력에 의한 간섭뿐만 아니라 $i_{dq s1}^e$ 과 $i_{dq s2}^e$ 사이의 간섭 또한 발생하여 복잡한 형태로 나타남을 확인할 수 있다. 게다가 이들 간섭항에는 노이즈에 취약한 미분 변화가 포함되어 전향 보상에 어려움이 따른다.

이와 같은 상황에서 다른 권선 간의 영향을 배제하기 위한 비간섭화 제어는 전류 미분항에 대하여 수식을 정리함으로써 구현될 수 있다.^[2] 계통전압은 별도로 전향 보상할 경우, 식(9)와 (10)을 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_{ss} & -L_{sc} \\ -L_{sc} & L_{ss} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dq s1}^e \\ i_{dq s2}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq s1}^e \\ \mathbf{v}_{dq s2}^e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{dq s1}^e - R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{dq s2}^e + j\omega_e L_{ls} i_{dq s1}^e + \mathbf{v}_{comm} \\ (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{dq s2}^e - R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{dq s1}^e \end{bmatrix} \quad (14)$$

식(14)에서 좌변의 인덕턴스 행렬의 역변환을 양변에 곱하여 정리하면 다음과 같이 간섭항의 미분 성분이 사라진 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq e1}^e \\ \mathbf{v}_{dq e2}^e \end{bmatrix} = R_{ss} \begin{bmatrix} i_{dq s1}^e \\ i_{dq s2}^e \end{bmatrix} + L_{sc} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dq s1}^e \\ i_{dq s2}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_{sc} i_{dq s2}^e + j\omega_e (L_{ss} i_{dq s1}^e + L_{sc} i_{dq s2}^e) + \mathbf{v}_{comm} \\ -R_{sc} i_{dq s1}^e + j\omega_e (L_{ss} i_{dq s2}^e + L_{sc} i_{dq s1}^e) - \mathbf{v}_{comm} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq s1}^e \\ \mathbf{v}_{dq s2}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{sc}} \begin{bmatrix} L_{ss} & -L_{sc} \\ -L_{sc} & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq e1}^e \\ \mathbf{v}_{dq e2}^e \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$R_{ss} = \frac{R_s L_{ss}}{L_{ls}} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \quad (17)$$

$$R_{sc} = \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} - \frac{R_s L_{sc}}{L_{ls}} \quad (18)$$

$$L_{sc} = L_{ss} + L_{sc} \quad (19)$$

식(15)를 기준으로 전향 보상을 통해 간섭항을 상쇄하면 R_{ss} 와 L_{sc} 로 구성된 플랜트로 모델링 될 수 있다. 회전자 자속이 d 축에만 존재하고 회전자와 전류 제어기의 시정수가 충분히 작다는 가정 하에 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{dr}^e = \frac{\hat{L}_m}{1 + s \hat{L}_r / \hat{R}_r} (i_{ds1}^e - i_{ds2}^e) \approx \hat{L}_m (i_{ds1}^{e*} - i_{ds2}^{e*}) \quad (20)$$

$$\hat{\lambda}_{qr}^e = 0 \quad (21)$$

^과*은 각각 추정치와 지령치를 나타내며 s 는 라플라스 연산자를 의미한다. 유도전동기의 제정수 추정이 완벽하다면 PI 제어기의 적용을 통해 1차 시스템의 특성을 갖도록 전류 제어기를 설계할 수 있다.^[3]

$$\frac{i}{i^*} = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \quad (22)$$

$$K_p = \hat{L}_{sc} \omega_{cc}, \quad K_i = \hat{R}_{ss} \omega_{cc} \quad (23)$$

식(15)에 따라 설계된 전류 제어기의 출력은 인버터의 전압 지령 생성을 위해 식(16)에 따라 다시 변환되어야 한다. 그림2는 전술한 내용에 따른 전류 제어기의 블록도를 나타내고, 계통 전압의 전향보상이 추가될 수 있다.

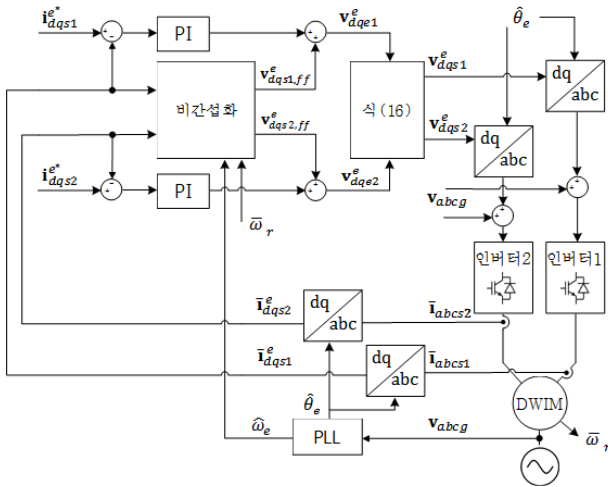


그림 2 전류 제어기 블록도
Fig. 2 Block diagram of current controller

4. 시뮬레이션 결과

제한한 통합충전기의 실현가능성을 입증하기 위해 22kW급 이중권선 유도전동기의 제정수를 사용하여 시뮬레이션을 진행하였다. 계통조건은 220V/60Hz의 이상적인 평형 3상 전압원으로 가정하였다. 전류제어기의 대역폭은 200Hz로 설정하였다. 그림3은 인버터1의 d축과 q축 전류제어 결과를 나타낸다. 유도전동기 실제 제정수와 동일한 추정치를 사용하였기 때문에 1차 시스템과 같은 응답을 보이며 시정수는 대역폭의 역수와 일치한다. 통합충전기의 전류는 같은 크기로 제어되기 때문에 인버터2의 결과 또한 동일하며 그림4에서 볼 수 있듯이 회전자 자속이 서로 상쇄되어 토크가 발생하지 않는다. 또한 그림5에서 볼 수 있듯이 계통에 공급되는 유/무효전력을 순서적으로 제어할 수 있음을 확인할 수 있다. q축 전류만을 공급하는 동안에는 유효전력만 존재하므로 전압과 전류의 위상이 동일하고, 역률을 조정하여 무효전력을 공급하는 경우에는 전류의 위상변화가 나타난다.

5. 결론

본 논문에서는 전기자동차의 구동을 위한 전력변환 장치와 전동기의 권선을 활용한 통합충전기의 계통연계 전류제어 방법을 제안하였다. 제안된 통합충전기는 복수의 배터리팩과 인버터로 구성되며 양단 인버터의 전류를 동일하게 제어하여 모터의 회전을 방지하면서 계통 연계 운전을 할 수 있다. 이중권선 유도전동기를 고려한 통합충전기의 수학적 모델링을 고려하여 계통 전압에 동기화된 좌표계상에서 유/무효 전력 공급을 위한 전류제어 방법을 제안하였다. 시뮬레이션을 통해 설계된 전류제어기의 성능을 검토하였고, 추후 실험을 통해 제안된 방법의 유효성을 검증할 필요가 있다.

이 논문은 2018년도 광주과학기술원의 재원으로 GRI(GIST연구원) 사업의 지원을 받아 수행된 연구임.

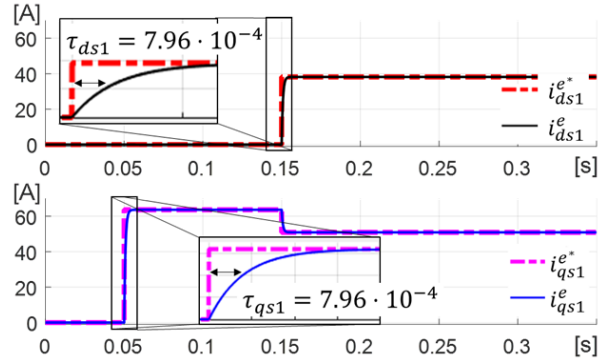


그림 3 인버터1의 전류 제어 시뮬레이션 결과
Fig. 3 Current control simulation of inverter1

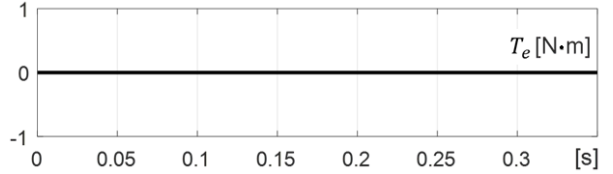


그림 4 전류제어 시 유도전동기의 발생 토크
Fig. 4 Torque generation during current control

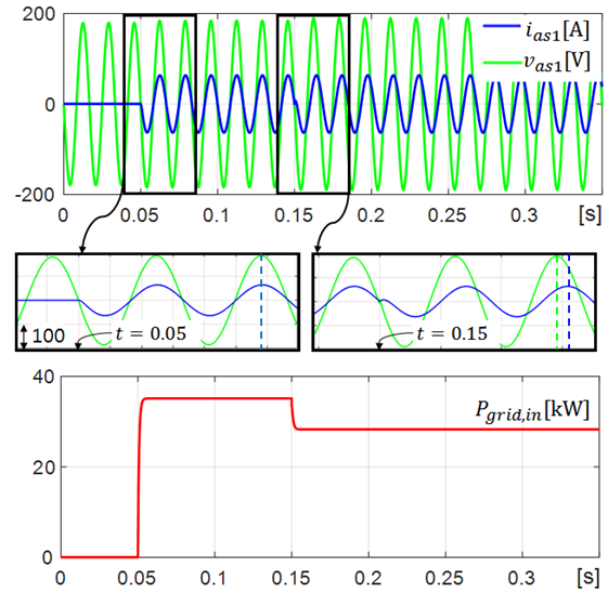


그림 5 인버터1 a상 출력 및 계통에 공급되는 유효전력
Fig. 5 A-phase output of inverter1 and active power toward grid

참고 문헌

- [1] Y. Park, S.-K. Sul, W.-C. Kim, and H.-Y. Lee, "Phase-locked loop based on an observer for grid synchronization," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 50, no. 2, pp. 1256 - 1265, Mar./Apr. 2014.
- [2] Y. Park, J.-M. Yoo, and S.-K. Sul, "Vector control of double-delta sourced winding for a dual-winding induction machine," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 53, no. 1, pp. 171 - 180, Jan./Feb. 2017.
- [3] 설승기, 전기기기제어론: 개정증보판, 홍릉과학출판사. pp. 210-211, 2016