

DC Link 전압 합성을 이용한 동기형 릴럭턴스 전동기 토크 제어

김승주*, 안준선, 김기찬, 고성철, 이주
한양대학교 전기공학과

Torque Control of Synchronous Reluctance Motor using DC Link voltage Synthesis

SEUNGJOO KIM*, JOONSEON AHN, KICHAN KIM, SUNGCHUL GO, JU LEE
HANYANG UNIVERSITY

Abstract - This paper presents the control method that inverter output keeps to linear to reference voltage of Synchronous Reluctance Motor using DC Link voltage Synthesis. The Inverter output voltage cannot be displayed to linear about inverter reference voltage if Real DC Link voltage is different from DC Link voltage of PWM amplitude. Also, the overmodulation that there is linearity broken if reference voltage is out of range that inverter can output voltage. Torque ripple generates the vibration and noise of a motor. This paper proposes the control method so that torque ripple decreases and the linearity of inverter output keeps using the DC Link voltage Synthesis.

1. 서 론

전동기 제어에 필요한 AC 변환기는 DC에서 AC로 변환하는 인버터와 AC에서 AC로 변환하는 사이클로 컨버터가 있다. 전력 변환 회로는 전동기에 공급하는 전력을 제어에 적합한 형태로 변환하는 역할을 한다. 교류전동기는 교류 전력을 공급해야 하고 토크를 정확하게 제어할 수 있어야 하므로 각 상전류의 진폭과 위상을 정확하게 제어할 수 있는 전력 변환 회로가 필요하다. 최근에 인버터는 산업현장에서 거의 대부분의 자동화 시스템에 적용되고 있으며 그 용도도 매우 다양하다고 할 수 있다. 전력용 반도체 소자 기술의 발전에 따라 고속의 스위칭이 가능한 대전력 소자를 이용하여 가변 전압 가변 주파수(Variable Voltage and Variable Frequency: VVVF)의 전원을 손쉽게 구현할 수 있게 되었다. 인버터는 전원 형태에 따라서 전압형 인버터(Voltage Source Inverter: VSI)와 전류형 인버터(Current Source Inverter: CSI)로 분류되며 펄스변조에 따라서 PWM(Pulse Width Modulation)과 PAM(Pulse Amplitude Modulation)으로 분류된다.

인버터의 DC Link 전압으로부터 어느 정도까지 선형적으로 출력 상전압을 합성할 수 있는가 하는 것은 전압 변조 방식의 성능을 가능하는 중요한 척도라고 할 수 있다. 이런 관점에서, 공간 벡터 전압 변조 방식에 의한 전압 변조 방식이 DC Link 전압에서 가장 큰 교류 전압을 얻을 수 있다는 점에서 다른 전압 변조 방식들보다도 우수하다고 알려져 있다.

전압형 인버터의 출력전압의 진폭은 DC Link 전압에 의존한다. 전압형 인버터의 출력은 전동기의 출력 특성을 결정하게 된다. 전동기는 되도록 토크 리플이 없이 제어하는 것이 좋다. DC Link 전압이 일정치 않고 변동하거나 기준 전압보다 낮게 되면 출력 전압이 일정하지 않으므로 전압지령과 실제 인버터 출력 전압의 비율이 비선형적으로 나타난다. 전동기에 인가되는 전압이 기준 DC Link 전압보다 낮으면 인버터의 출력은 비선형적

로 나타나게 되며 전류 제어시 기준 DC Link 전압에서 과변조가 생기는 것보다 낮은 지령 전류에서 과변조가 발생하게 된다. 과변조 영역에 들어가게 되면 인버터 출력은 선형성을 유지하지 못하고 상전류 파형이 왜곡되어 결과적으로 토크 리플이 커지게 되는 원인이 된다. 토크 리플은 전동기의 진동과 소음 등을 발생시킨다.

따라서 본 논문은 DC Link 전압을 합성하여 제어함으로써 인버터 출력의 선형성을 유지하고, 토크 리플을 저감하는 제어 방법을 제안한다.

2. 본 론

2.1 SynRM 수학적 회로 모델

동기형 릴럭턴스 전동기는 돌극 구조로 되어 있고, 일반적인 영구자석형 동기 전동기와 같이 회전자에 전류가 흐르지 않으므로, 고정자 측에 대한 전압 방정식만 고려하면 된다. 실제의 회전자의 표면에는 자속의 고조파에 의한 와류(eddy current)가 존재하고, 이에 따른 추가적인 손실이 발생하게 된다. 여기서 회전자는 손실이 없는 이상적인 모델을 가정한다.

그림 1은 2극 3상 Y결선된 동기형 릴럭턴스 전동기의 등가 모델이다. 각 상의 권선은 a^s, b^s, c^s 로 표시되었고, 권선 분포는 이상적인 정현파로 가정한다. 각 권선의 전류에 의한 기자력 축은 a^s, b^s, c^s 이고, 회전자는 d^r, q^r 축으로 나타나어 있고, a^s 축을 기준으로 반시계 방향으로 d^r 축과의 각을 θ_r 로 정의한다. 고정자 각 상을 쇄교하는 자속을 $\lambda_a^s, \lambda_b^s, \lambda_c^s$ 라 하면 고정자의 3상 전압방정식은 다음 식 (1)과 같다.

$$\vec{v}_{abc}^s(t) = r_s \vec{i}_{abc}^s(t) + \frac{d\lambda_{abc}^s(t)}{dt} \tag{1}$$

여기서, $\vec{v}_{abc}^s(t) = [v_a^s \ v_b^s \ v_c^s]^T$, $\vec{i}_{abc}^s(t) = [i_a^s \ i_b^s \ i_c^s]^T$, $\lambda_{abc}^s(t) = [\lambda_a^s \ \lambda_b^s \ \lambda_c^s]^T$ 이다. 고정자의 자속 $\lambda_a^s, \lambda_b^s, \lambda_c^s$ 는 자기 인덕턴스, 다른 상과 쇄교하는 상호 인덕턴스로 이루어진다.

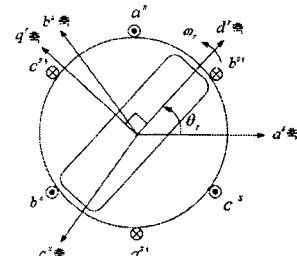


그림 1. 2극 3상 동기형 릴럭턴스 전동기의 등가모델

동기형 킬러전동기는 회전자가 동기속도로 회전하므로 전압방정식을 동기좌표계로 표현할 수 있으며, 식 (2)과 같다.

$$V_{dq}^r = \begin{bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_d \frac{d}{dt} & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & r_s + L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, ω_r 는 $\frac{d\theta}{dt}$ [rad/sec]이며 전기각속도, r_s 는 고정자 저항, L_d, L_q 는 각각 d축과 q축의 인덕턴스를 나타낸다.

전동기의 토크는 출력방정식으로부터 구한다. 3상 입력에 의한 순시입력을 P_{in} 이라 하면, 그 값은 다음과 같다.

$$P_{in} = v_a^s i_a^s + v_b^s i_b^s + v_c^s i_c^s \quad (3)$$

단, v_a, v_b, v_c 는 각각의 a, b, c 상의 전압, i_a, i_b, i_c 는 각각의 a, b, c 상의 전류를 표시한다.

식 (3)의 관계를 이용해 고정자 좌표계에서의 3상 전압 및 전류를 동기좌표계의 전압, 전류로 변환하면 다음과 같다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} (v_d^r i_d^r + v_q^r i_q^r) \quad (4)$$

식 (4)에서 v_d^r, v_q^r 는 d축과 q축의 동기좌표계에서의 전압, i_d^r, i_q^r 는 d축과 q축의 동기좌표계에서의 전류를 나타낸다.

식 (2)을 식 (4)에 대입하여 정리하면 식 (5)과 같다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} [r_s (i_d^r^2 + i_q^r^2) + (L_d i_d^r \frac{d}{dt} i_d^r + L_q i_q^r \frac{d}{dt} i_q^r) + \omega_r (L_d i_d^r i_q^r - L_q i_q^r i_d^r)] \quad (5)$$

식 (5)의 우변에서 첫 번째 항은 동손을, 두 번째 항은 자계 에너지 변화를 나타내고, 세 번째 항은 기계적 출력이 된다. 따라서 기계적 출력 P_{out} 은 다음과 같다.

$$P_{out} = \omega_r \frac{3}{2} (L_d - L_q) i_d^r i_q^r \quad (6)$$

또한,

$$P_{out} = \omega_m T_c \quad (7)$$

이고, 전기 각속도 ω_r 과 기계 각속도 ω_m 의 관계는 $\omega_r = (P/2)\omega_m$ 의 관계가 있으므로 전동기 출력 토크 T_c 는 식 (8)과 같다.

$$T_c = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_d^r i_q^r \quad (8)$$

여기서, P 는 극수를 나타낸다.

2.2 3상 전압형 인버터

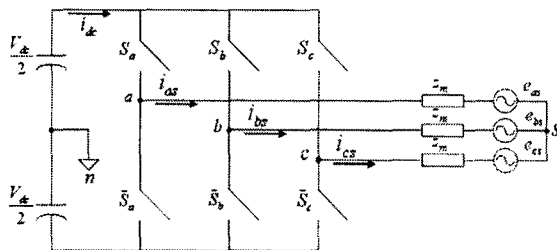


그림 2. 3상 전압형 인버터

3상 인버터는 서로 독립적으로 동작할 수 있는 3개의 극으로 구성되며 각 극은 A상, B상, C상의 출력 극전압 V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 을 각각 발생시킨다. 스위치 함수와 극전압의 관계식은 아래와 같다.

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{2} (2S_a - 1) \quad (9)$$

$$V_{bn} = \frac{V_{dc}}{2} (2S_b - 1)$$

$$V_{cn} = \frac{V_{dc}}{2} (2S_c - 1)$$

3상 인버터의 DC Link 전류 i_{dc} 는 각 상의 부하 전류와 각 상의 스위칭 상태에 따라 아래와 같이 정의된다.

$$i_{dc} = S_a i_{as} + S_b i_{bs} + S_c i_{cs} \quad (10)$$

2.3 DC Link 전압 합성

DC Link 전압은 인버터 입력과 인버터 출력(전동기 입력)의 관계로부터 합성할 수 있다. 인버터의 입력방정식은 식 (11)과 같다.

$$P_{in} = V_{dc} i_{dc} \quad (11)$$

인버터의 입력전력은 DC Link 전압과 DC Link 전류의 곱으로 나타낸다. 인버터의 출력전력은 전동기에 인가되는 입력전력과 같으므로 식 (5)과 같이 나타낼 수 있다. 전동기가 정상상태에 있으면 두 번째 항의 자계 에너지 변화는 0이 되며 식 (12)과 같다.

$$P_{out} = \frac{3}{2} [r_s (i_d^r^2 + i_q^r^2) + \omega_r (L_d i_d^r i_q^r - L_q i_q^r i_d^r)] \quad (12)$$

인버터의 손실이 없다고 가정하면, 인버터의 입력전력과 출력전력은 같게 되며 식 (13)과 같다.

$$V_{dc} i_{dc} = \frac{3}{2} [r_s (i_d^r^2 + i_q^r^2) + \omega_r (L_d i_d^r i_q^r - L_q i_q^r i_d^r)] \quad (13)$$

인버터의 입력전류 즉, DC Link 전류(i_{dc})는 식 (10)로부터 구할 수 있으므로 전동기의 출력전력을 DC Link 전류로 나누어 주면 식 (14)와 같이 DC Link 전압을 합성할 수 있다. 여기서, 인버터의 출력전력을 계산할 때 전동기의 철손크기를 동손의 10%로 고려한다.

$$V_{dc} = \frac{\frac{3}{2} [r_s (i_d^r^2 + i_q^r^2) \times 1.1 + \omega_r (L_d i_d^r i_q^r - L_q i_q^r i_d^r)]}{i_{dc}} \quad (14)$$

실제 전동기에 인가되는 DC Link 전압이 기준 DC Link 전압보다 낮게 되면 인버터 출력은 비선형적으로 나타나게 되며 전류제어시 기준 DC Link 전압에서 과변조되는 전류보다 낮은 전류에서도 과변조가 발생하게 된다. 과변조 영역에 들어가게 되면 인버터 출력은 선형성을 유지하지 못하고 상전류 파형이 왜곡되어 결과적으로 토크 리플이 커지게 되는 원인이 된다. 토크 리플은 전동기의 진동과 소음 등을 발생시킨다.

3. 시뮬레이션

DC Link 전압 합성에 의한 제어기 블록도는 그림 3과 같다. 기준 DC Link 전압은 12V로 설정한다.

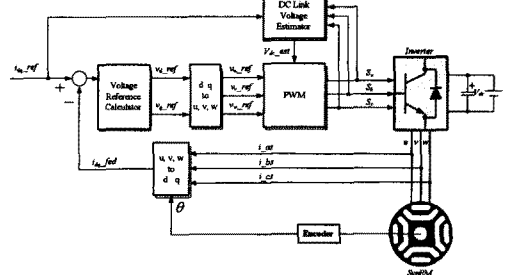


그림 3. 시스템 블록도

시뮬레이션은 전부하시를 고려하여 특성시험을 실시한다. 정상상태에서 DC Link 전압 합성의 정확성을 확인하기 위해 인버터에 공급되는 DC Link 전압 파형과 DC Link 전압 합성 파형을 시뮬레이션으로 확인한다.

그림 4는 DC Link 전압 합성 구성도를 나타낸다.

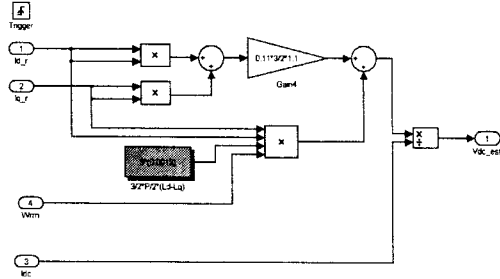


그림 4. DC Link 전압 합성 구성도

3.1 DC Link 전압 합성

그림 5는 실제 인가되는 DC Link 전압과 합성한 DC Link 전압 파형을 나타낸다.

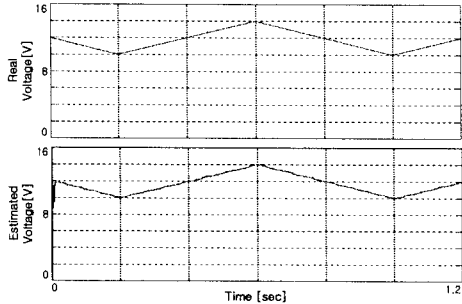


그림 5. 실제 DC Link 전압과 합성한 DC Link 전압

3.2 DC Link 전압 합성을 이용한 토크 제어

시험 조건은 반부하시 정격속도 운전과 정격부하시의 정격속도운전을 수행하고, 지령 전압대비 출력 전압특성에 대한 시뮬레이션을 수행한다.

그림 6은 정격속도에서 반부하시 기준 DC Link 전압보다 낮은 10V의 DC Link 전압이 인가될 때, 인버터의 지령 전압 변화를 보여주는 결과파형이다. 전압이 10V로 인가될 때 기준 DC Link 전압 12V에서 합성한 10V전압으로 변환시 인버터의 지령 전압이 변화한다. 이것은 기준전압 12V에서의 인버터 지령이 비선형적으로 됨을 보여준다.

그림 7은 인버터의 비선형영역에서의 과변조 파형이다. 과변조가 일어나면 상전류의 왜곡이 생기는 것을 그림 7에서 확인할 수 있으며, 이때의 인버터 지령 전압도 구형파에 가깝게 나타난다. 상전류의 왜곡은 토크 리플을 증가시킨다. 그림 7은 합성한 10V 전압으로 변환하기 전의 상전류 왜곡에 의한 토크 리플과 변환 후의 토크 리플을 보여준다. 그림 7에서 알 수 있듯이 변환 후의 토크 리플이 현저히 저감된다.

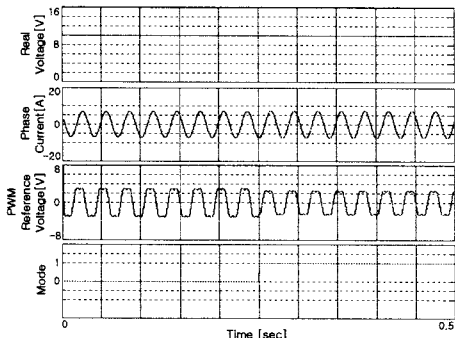


그림 6. DC Link 전압 10V일 때 PWM 지령전압 변화 (1000[rpm], 반부하시)

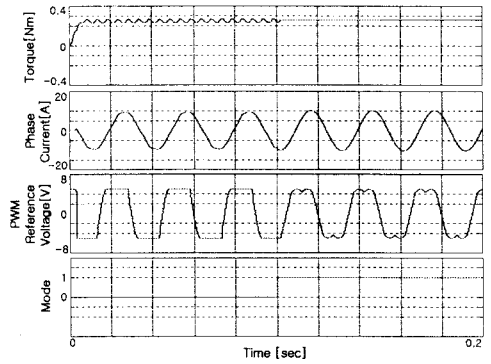


그림 7. DC Link 전압 10V일 때 토크 리플 (1000[rpm], 전부하시)

4. 결 론

동기형 릴럭턴스 전동기의 출력전력과 인버터의 입력 전력간의 관계로부터 DC Link 전압을 합성하여 전동기의 지령전압에 대한 인버터의 출력 전압의 선형성을 유지하고 비선형영역에 나타나는 과변조현상이 생기지 않게 하여 전류왜곡에 의한 토크 리플을 적게 함으로써 인버터 성능을 개선한다. 본 논문에서 제안된 DC Link 전압을 이용한 동기형 릴럭턴스 전동기의 토크 리플 저감 제어 방법은 기준 DC Link 전압보다 낮은 DC Link 전압이 인가되어도 인버터 출력의 선형성을 유지하며, 시뮬레이션 결과 과변조 현상과 토크 리플이 저감 하는 것을 확인 할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 에너지 관리공단의 에너지 자원기술개발사업 (과제번호: 2005-03-0049-0-000)의 지원에 의해 수행 되었습니다.

[참 고 문 헌]

- [1] Joachim Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey," Conf. Rec. of IEEE PESC, pp. 11'18, 1992.
- [2] A. El-Antably and T. L. Hudson, "The Design and Steady-State Performance of a High-Efficiency Reluctance Motor," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 770'776, 1996.
- [3] I. Boldea, Z. X. Fu and S. A. Nasar, "Performance Evaluation of Axially-Laminated Anisotropic (ALA) Rotor Reluctance Synchronous Motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 4, July/August, pp. 977'985, 1994.
- [4] I. Boldea, Reluctance Synchronous Machines and Drives, Oxford University Press Inc., New York, 1996.
- [5] H. W. Van Der Broeck, H. Ch. Skudelny and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," IEEE Trans. on IA, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.