

공간 전류벡터를 이용한 PWM CSI 구동 유도전동기의 벡터제어

이 동 춘, 고성 범^o, 노재 균
영남대학교, 전기공학과

Vector Controlled Induction Motor Drives Fed by PWM CSI Using Space Current Vectors

Dong-Choon Lee, Sung-Beom Ko^o, Chae-Gyun Ro
Department of Electrical Engineering, Yeungnam University

Abstract-In this paper, vector control of induction motor drives using space current vector PWM is presented. The scheme gives advantages, besides robustness to inverter arm-shoot, sinusoidal input current and voltage for induction motors. In addition, space vector PWM for CSI produces faster transient response than conventional pattern PWM. Also, a modulation index control is proposed.

1. 서론

오늘날 유도전동기의 구동을 위한 전력변환 장치로서 CRPWM (Current-Regulated PWM)의 전압형 인버터가 주류를 이루고 있다. PWM 전압형 인버터는 제어 가 간단하고 시스템의 가격이 CSI 인버터에 비해 낮기 때문에 산업체에서 선호해 왔으나, 인버터의 단락 사고시 소자의 보호가 어렵고 인버터 출력단의 전압 형태가 스텝으로 변하기 때문에 고조파 성분을 발생시키는 문제점을 지니고 있다.

한편, CSI는 암 단락에 대한 강인성이 보장되며 회생능력이 있기 때문에 대용량 전동기 구동에 많이 이용되고 있다. 그러나 CSI는 직류링크에 큰 인덕터를 가지고 있으므로 응답특성이 느리고, 고정자에 인가되는 전류가 구형파이므로 고조파 성분을 많이 발생한다. 따라서 토크 변동이 크고, 특히 저속시 그 효과가 심각하다.

CSI에 6-스텝 대신 PWM을 행하면 빠른 전류제어 특성을 얻을 수 있을 뿐만 아니라 출력전류의 고조파 성분을 감소시킬 수 있다[1]. 또한, PWM CSI는 출력단에 캐패시터를 연결하여 스위칭시의 전압 스파이크를 억제하고, 전동기에 정현적인 전류와 전압을 인가할 수 있다. PWM CSI를 유도전동기 구동에 이용한 연구는 [2-4]에 발표되었으며, V/f 제어방식과 패턴 PWM을 채택하고 있다. [5]는 벡터제어를 적용했으나 역시 패턴 PWM을 사용하였다. 패턴 PWM은 정상상태에서는 우수한 특성을 주지만 과도상태에서는 순시 PWM 방식에 비해 응답성이 떨어진다.

본 논문에서는 공간벡터의 개념을 이용하여 인버터의 출력전류를 순시적으로 제어하며, 또한 벡터제어를 적용함으로써 빠른 전동기의 제어특성을 얻고자 한다. 또한, 일정 변조지수 제어 및 가변 변조지수 제어에 대해 검토한다. 시뮬레이션을 통해 제안한 공간전류벡터 PWM CSI에 의한 유도전동기의 벡터제어 특성을 고찰한다.

2. PWM CSI

그림 1에 유도전동기 구동을 위한 PWM 전류형 컨버터-인버터 시스템을 나타내었다. 종래 CSI의 앞단에는 싸이리스터 컨버터가 연결되었으나 출력제어 속도가 느리고 전원측에 고조파 전류를 유입시키므로 GTO나 IGBT를 이용한 PWM 컨버터가

사용된다. 입력단의 필터에 의해 전원측 전류를 정현적으로 만들 수 있고, PWM을 이용하므로 역출제어도 가능하다. 그리고 PWM에 의해 빠른 직류링크 전압제어가 가능하므로 인덕터의 사이즈도 감소시킬 수 있다.

입력단을 PWM 컨버터 대신 초피로 대체하여도 PWM CSI의 특성을 분석하는데 지장이 없으므로 본 연구에서는 초피를 사용한다. CSI 출력단에는 고조파 전류성분을 제거하기 위해 캐패시터 C가 연결되어 있다. 이 C의 역할은 6-스텝 CSI에서의 캐패시터의 역할과는 다르다. 6-스텝형에서의 캐패시터는 轉流用으로서 큰 캐패시턴스 값이 요구되었으나 PWM 형에서는 단순한 필터용으로 전동기에 유입되는 전류의 고조파 성분을 제거하는 역할을 하고 스위칭시 전압 스파이크를 억제하는 작용을 하므로 C 값이 작아도 된다. 스위칭 주파수가 높을 때 이 C의 용량은 더욱 감소된다. 이 필터로 인해 전동기에 인가되는 전류도 정현적으로 되고, 따라서 전압도 정현파가 되어 전동기 철손의 감소를 가져오고, 전동기 권선간의 기생 캐패시턴스에 기인하는 절연내력 약화의 문제점도 해소된다.

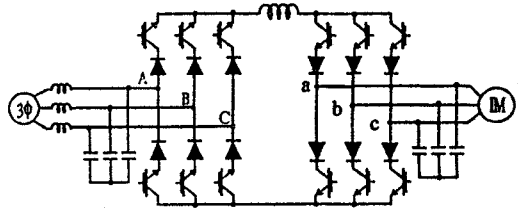


그림 1. PWM 전류형 컨버터-인버터 시스템.

3. 공간 전류벡터 PWM[6]

PWM 인버터는 6개의 유효 공간벡터와 3개의 영벡터만을 출력할 수 있다. 이 공간벡터를 그림 2(a)에 나타낸다. 예를 들어 $i_a = I_d$, $i_b = 0$, $i_c = -I_d$ 이면

$$i_b = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d e^{i\frac{\pi}{6}} \quad (1)$$

이다. 다른 구간에 대해서도 공간 전류벡터를 구하여 일반적으로 표시하면

$$I_n = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d e^{j(2n-1)\frac{\pi}{6}}, \quad n=1,2,\dots,6 \quad (2)$$

$$I_n = 0, \quad n=7, 8, 9. \quad (3)$$

이 얻어진다. 표 1은 공간 전류벡터와 소자의 스위칭 상태를 나타낸다.

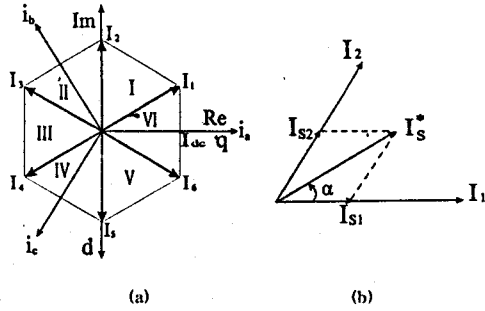


그림 2. 공간 전류벡터도.

표 1. 공간 전류벡터와 스위칭 함수

	I ₁	I ₂	I ₃	I ₄	I ₅	I ₆	I ₇	I ₈	I ₉
S ₁	1	0	0	0	0	1	1	0	0
S ₂	1	1	0	0	0	0	0	0	1
S ₃	0	1	1	0	0	0	0	1	0
S ₄	0	0	1	1	0	0	1	0	0
S ₅	0	0	0	1	1	0	0	0	1
S ₆	0	0	0	0	1	1	0	1	0
i _a	I	0	-I	-I	0	I	0	0	0
i _b	0	I	I	0	-I	-I	0	0	0
i _c	-I	-I	0	I	I	0	0	0	0

기준 전류벡터 I^* 가 그림 2(b)에 위치할 때, I_1 과 I_2 벡터를 인가하는 시간은 [7]

$$T_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} I^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (4)$$

$$T_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} I^* \sin\theta \quad (5)$$

이고, 영벡터가 인가될 시간은

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (6)$$

이다. 단, T_s 는 PWM의 샘플링 주기이다.

4. 유도전동기의 제어 알고리즘

(1) 벡터제어

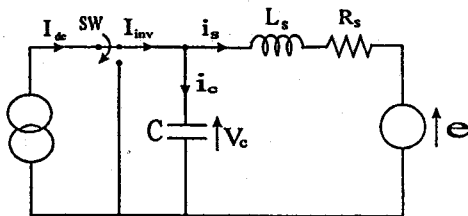


그림 3. PWM CSI 구동 유도전동기의 등가회로.

그림 3은 필터 캐패시터를 포함한 유도전동기의 등가회로를 보인다. 인버터 출력전류 i_{inv} 는 전동기 입력전류 i_s 에 C의 전류 i_c 를 합한 것으로 공간벡터법에 의해 발생된다. 이 i_c 를 고려하지 않으면 전동기의 자속성분 전류는 증가하고 토크성분 전류는 감소한다. 이 i_c 성분은 전류를 측정하여 보상할 수도 있고, 전압을 측정하여 보상할 수도 있다. 전압을 이용하면 다음식이 성립하고

$$\begin{bmatrix} i_{cq}^* \\ i_{cd}^* \end{bmatrix} = C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cq}^s \\ v_{cd}^s \end{bmatrix} \quad (7)$$

이를 회전좌표계로 변환하면

$$\begin{bmatrix} i_{cq} \\ i_{cd} \end{bmatrix} = \omega_e C \begin{bmatrix} -v_{cq} \\ v_{cd} \end{bmatrix} + C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cq} \\ v_{cd} \end{bmatrix} \quad (8)$$

이 된다. 과도상태의 안정성을 위하여 식 (8)의 우변의 둘째항을 생략하여 보상한다. 이는 저역 필터 효과를 가져온다. 그림 4에 유도전동기 전체 제어 블럭도가 보인다.

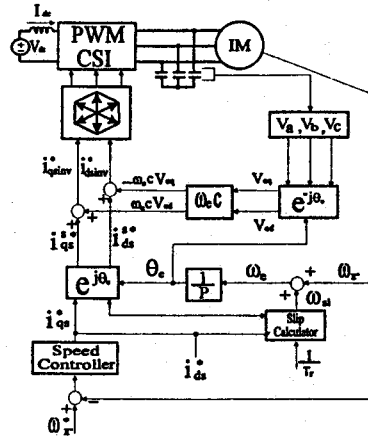


그림 4. 유도전동기 벡터제어 블럭도.

(2) 변조지수 제어

직류링크 전류를 전동기 정적치에 해당하는 값으로 일정하게 유지하면 인버터 출력특성이 매우 빠르게 된다. 그러나, 경부하 시 전류리플이 커지게 되고 인버터 손실이 증가한다. 그러므로 부하에 따라 인버터의 변조지수가 일정하게 유지되도록 직류링크를 제어하면 인버터 손실을 감소시킬 수 있다. PWM 컨버터-인버터 시스템의 직류링크 응답속도는 매우 빠르므로 변조지수 제어도 가능하게 된다. 먼저 기준 변조지수 m^* 를 설정하고 기준 공간전류벡터의 크기로부터 변조지수 m 를 다음과 같이 계산하여 계산한다.

$$m = \sqrt{i_{qm}^*{}^2 + i_{dm}^*{}^2} / I_{dc} \quad (9)$$

이 변조지수 제어기의 출력이 I_{dc}^* 이 된다.

5. 시뮬레이션

초퍼의 입력전압 200V, 직류링크 인덕터 20mH, 필터캐패시터 20μF, 10Hp 유도전동기 시스템으로 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 5는 1/2부하 시 인버터 출력전압, 전동기 입력전압, 캐패시터 전류, 캐패시터 전압을 나타낸다. 캐패시터의 작용으로 전동기에 인가되는 전압이 정현파가 되며, 또한 전압도 정현파가 된다. 그림 6(a)는 $m=0.714$ 로 변조지수 제어를 수행했을 때, 인버터 출력전류 벡터의 크기(IMAG)와 직류링크 전류(IDC)와의 관계를 보인다. (b)는 기준 직류링크 전류와 실제 전류를 보인다. PWM 컨버터의 제어가 충분히 빠르므로(본 논문에서는 초퍼로 대체) 직류전류 제어가 원활히 이루어진다. 그림 7은 무부하로 기동하여 1000[rpm]에 도달한 후, $t=0.8\text{sec}$ 에서 1/2부하를 인가했을 때, 속도, 토크, 회전좌표계의 d-q축 전류와 자속의 과도응답을 보인다. 자속이 확립되지 않은 기동시를 제외하고는 벡터제어가 원활히 수행됨을 알 수 있다.

6. 결론

공간전류벡터를 이용하여 전류형 인버터에 PWM 제어를 행하였다. 필터 캐패시터의 전류를 보상하여 유도전동기에 벡터제어를 수행하여 과도상태에서 빠른 응답특성을 얻었고, 정상상태에서도 필터의 작용으로 정현적인 전동기 입력 전압과 전류

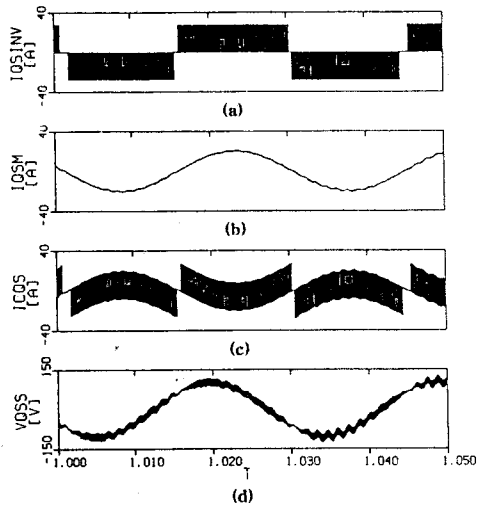


그림 5. 정상상태 전압, 전류 파형. (a)인버터 출력전류 (b)전동기 입력전압 (c)캐패시터 전류 (d) 캐패시터 전압

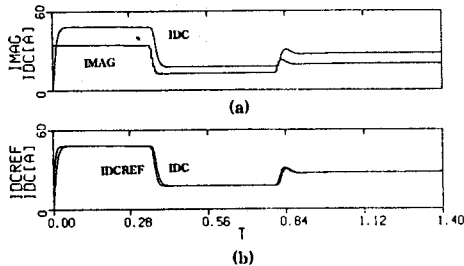


그림 6. 변조지수 제어시 (a)인버터 출력전류 크기와 직류전류 (b)기준 직류링크 전류와 실제치.

얻을 수 있었다. 또한, 직류링크 전류의 과도응답의 지연없이 변조지수를 일정하게 제어하여 인버터의 손실과 전류리플의 크기를 감소시킬 수 있었다. 차후에 PWM CSI 입력단에 초퍼 대신 전류형 PWM 컨버터를 결합하여 유도전동기를 구동하는 컨버터-인버터 제어에 관한 연구를 진행할 예정이다.

7. 참고문헌

- [1] M. Hombu, S. Ueda, and Y. Matsuda, "A New Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Output Voltage and Current," *IEEE Trans. on IA*, vol. 21, no. 5, pp. 1192-1198, 1985.
- [2] S. Nonaka, K. Yamasaki, and S. Hirohata, "PWM Current Source Converter-Inverter System for Railways Application," *EPE proc.*, pp. 4-072~4-077, 1991.
- [3] R. Wu, S. B. Dewan, and Slemon, "PWM-CSI Inverter for Induction Motor Drives," *IEEE Trans. on IA*, vol. 28, no. 1, pp. 66-71, 1992.
- [4] H. Inaba, K. Hirasawa, T. Ando, M. Hombu, and M. Nakazato, "Development of a High-Speed Elevator Controlled by Current Source Inverter System with Sinusoidal Input and Output," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28., no. 4, pp. 893-899, 1992.
- [5] J. P. Cambronner, B. Semail, and C. Rombaut, "Vector Control of a PWM Current Source Inverter-fed Induction Motor," *EPE proc.*, Firenze, pp. 2-177 ~ 2-181, 1991.
- [6] H. W. Van der Broeck and H.C. Skudelny, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [7] B. H. Kwan and B. D. Min, "A Fully Software-Controlled PWM Rectifier with Current Links," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, pp. 355-363, 1993.

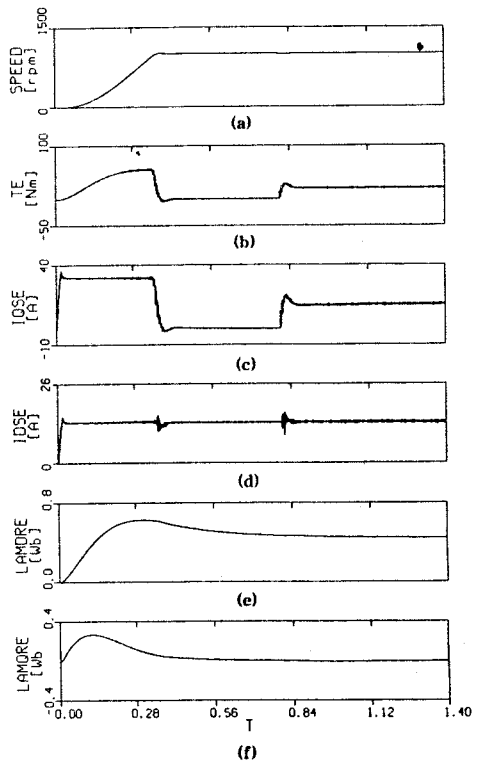


그림 7. 1/2부하 인가시 과도응답(at t=0.8sec). (a)속도 (b)토크 (c)q-축 전류 (d)d-축 전류 (e)d-축 자속 (f)q-축 자속