

공간전압벡터 PWM 전류제어방식에 의한 유도전동기 서보운전

서영수*, 성대용*, 하종욱*, 차광훈**, 김영춘**

*명지대학교 **천안공업전문대학

Servo Drive of Induction Motor Using Space Voltage Vector PWM Current Control Method

Young-Soo Seo*, Dae-Yong Sung*, Jung-Wook Ha*,

Kwang-Hun Cha*, Young-Chun Kim**

*Myong-Ji Univ. **Cheonan Junior Technical College.

Abstract

In this paper, the voltage equation of the stationary reference frame was reduced in squirrelcage induction motor using vector control algorithm, and changed that of the d-q synchronously rotating reference frame, so the torque equation was reached, and propose vector control algorithm for speed control. Also the real time control was possible using DSP(TMS320C31) to experiment system which show high accuracy speed response characteristics by liner current control using space voltage vector PWM method.

1. 서 론

최근 전력용 반도체 소자의 발달과 전력전자 기술의 발전에 힘입어 고도의 정밀도를 요구하는 전동기 제어 기술이 많은 호응을 얻고 있으며, 교류 전동기의 토크와 속도에 대한 고성능 제어를 보장하기 위해서는 고속 스위칭 기술, 베티어제어를 위한 각종 보상 및 주정장치에 관한 기술 등 다양한 기술 확보가 요구된다. 한편 베티어제어에 의해 교류 전동기의 토크 및 속도제어 특성을 얻기 위해서는 전동기 전류의 정밀한 제어가 선행되어야 한다. 이와같은 전류제어는 주로 전압형 인버터에 의해 행해지고, 인버터의 각 스위칭 소자를 구동하기 위해 전류오차보상과 전압변조를 필요로 한다. 전류오차는 히스테리시스, PI 등의 제어기법에 의해 보상되고 있으며 그중에서도 비교적 제어기의 구조가 간단하고, 소요비용에 비해 성능이 우수한 PI제어기가 주로 사용되고 있다. 전압변조는 최적 PWM, 삼각파 비교 PWM, 공간전압벡터 변조법에 의한 PWM 방식 등을 통해 실현되고 있다. 교류 전동기를 구동하는 경우에는 전 운전영역에서 최대의 토크를 얻기 위해 주어진 적률 링크 전압을 최대한 성형적으로 사용할 수 있어야 하고, 고조파의 왜곡율을 줄일 수 있어야 하며, 디지털 구현이 용이해야 한다. 이러한 관점에서 볼 때 공간전압벡터 변조법에 의한 PWM방식은 다른 어떤 종류의 PWM 방식 보다도 우수하여 그 적용 범위가 급속히 확대되고 있는 변조기법이다[1-3]. 그러나 지금 까지 알려진 기존의 공간전압벡터 변조 PWM 방식은 베티어제어를 수행하기 위해서 실시간의 빠른 부동소수점 연산이 필수적으로 요구되며, 2차원 베티어 공간상에서 기준전압 베티어의 위치에 관점을 둔 접근 방식이기 때문에 구현이 복잡하다[4-6].

본 논문에서는 농형 유도 전동기에 대하여 베티어제어 알고리즘 및 공간전압벡터 PWM방식을 이용한 새로운 서보 운전용 속도제어 시스템을 제안한다. 먼저 토오크식을 유도하여 전동기를 수학적으로 모델링하며, 이를 바탕으로 속도제어를 위한 서보용 베티어제어 알고리즘을 제시하고, 고속 연산 처리를 위하여 TMS320C31 DSP와 EPLD로부터 대부분의 제어 조작을 처리하여 컴팩트하고 고성능의 시스템을 구현함으로써 디지털 시뮬레이션을 통한 새로운 서보 운전용 속도제어 시스템의 우수한 과도응답 특성을 입증해 보았다.

2. 인버터의 공간전압벡터 PWM 변조

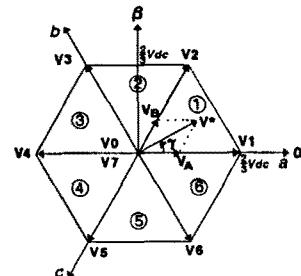


그림 1. 인버터의 출력전압 벡터

공간전압벡터 PWM기법에 있어서 출력전압을 벡터도로 표시하면 그림 3과 같이 정육각형을 형성하고, 이 6각형의 꼭지점을 형성하는 전압벡터 V(1)~V(6)은 인버터의 최대 출력전압이 된다. 그러나 여기에 PWM을 수행하면 출력전압의 벡터는 평균적인 의미에서 크기가 감소되어 정육각형 내부의 어느 한점에 놓일 수 있게 된다. 6각형 내부의 임의의 출력전압 벡터는 이것이 위치한 삼각형의 두 변에 해당되는 전압벡터를 이용하여 시간적으로 벡터 합성할 수 있고, 이 두 전압벡터의 인가시간의 합이 샘플링 주기 T_s 보다 작으면 나머지 시간동안에는 영벡터를 인가하면 된다.

애플들이 그림과 같이 저령전압 V^* 가 영역 ①($0^\circ \sim 60^\circ$)의 부분에 존재한다면 이 V^* 에 인접한 V(1)과 V(2) 벡터에 부여된 V_A , V_B 로 V^* 를 시간적으로 합성할 수 있다. 이 원리를 식으로 표현하면[7]

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V(1) dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V(2) dt \quad (1)$$

$$+ \int_{T_1+T_2}^{T_s} V(7) dt$$

가 되는데, 여기서 스위칭 주기가 매우 짧다면 스위칭 주기 내에서 V(1)과 V(2)는 각각 일정하다고 간주할 수 있으며 V(7)은 영벡터이므로 이 식은

$$V^* T_s = V(1) T_1 + V(2) T_2 \quad (2)$$

로 나타낼 수 있다. 따라서,

$$V^* = V(1) \frac{T_1}{T_s} + V(2) \frac{T_2}{T_s} = V_A + V_B \quad (3)$$

와 같이 되며, 여기서 T_1 과 T_2 는 각각 한 샘플링 주기 내에서 전압벡터 V(1)과 V(2)를 인가하는 시간을 나타낸다. 그러면 V(1), V(2) 및 영벡터를 인가할 시간은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
 T_1 &= T_s \frac{|\mathbf{V}^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \gamma)}{\sin \frac{\pi}{3}} \\
 &= \sqrt{3} T_s \frac{|\mathbf{V}^*|}{V_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \gamma) \\
 T_2 &= T_s \frac{|\mathbf{V}^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \frac{\sin \gamma}{\sin \frac{\pi}{3}} \quad (4) \\
 &= \sqrt{3} T_s \frac{|\mathbf{V}^*|}{V_{dc}} \sin \gamma \\
 T_0 &= T_s - (T_1 + T_2)
 \end{aligned}$$

여기서 γ 는 이 삼각형의 출발변으로부터 전압벡터 \mathbf{V}^* 까지 반시계방향으로 회전한 각을 나타내며 $0 \leq \gamma < \pi/3$ 이다.

그러나 지령전압의 벡터가 정육각형의 내부에 위치할 경우에는 이를 스위칭 시간이 유효하지만, 이를 벗어나는 큰 전압일 경우에는

$$(T_1 + T_2) > T_s \quad (5)$$

가 되어 지시된 출력전압을 인버터가 한 샘플링주기 동안에 발생할 수 없게 된다. 이 경우를 인버터가 포화되었다고 하며, 이와 같은 과변조(over modulation)의 경우에는 정육각형의 외부로 벗어난 지령전압 벡터를 방향은 그대로 유지하고 크기는 정육각형의 외변상으로 제한하여 스위칭 시간을 계산하면 가장 지령치에 근사한 출력전압을 얻을 수 있다.

이 경우에는 $T_1 + T_2 = T_s$ 및 $T_0 = 0$ 이 되어 2개의 유효 베티만 인가되고 영베티는 인가되지 않는다. 즉, 식(4)로 계산된 결과를 다음과 같이 조정하면 된다[1-3][8].

$$T_1' = T_1 \frac{T_s}{T_1 + T_2}$$

$$T_2' = T_2 \frac{T_s}{T_1 + T_2} \quad (6)$$

$$T_0' = 0$$

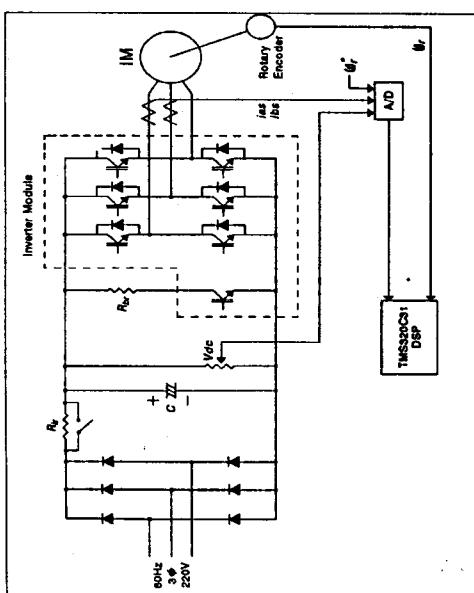


그림 2. 전체 시스템의 구성 및 전력회로

3. 디지털 시뮬레이션

본 연구에서 제안한 제어 시스템의 유용성을 알아보고 시스템을 구현하기 위한 전단계로서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한다. 시뮬레이션은 정격 여자전류를 인가한 일정자속 속도제어를 실시하였다.

컴퓨터를 이용한 디지털 시뮬레이션에는 IBM PC 586 퍼스널컴퓨터 및 Turbo C를 사용하였다.

그림 3는 일정자속 속도제어에서 기준속도 변화에 대한 시스템의 과도응답 특성을 보기위한 시뮬레이션으로서, 전동기를 무부하 상태에서 기준속도 1000[rpm]으로 스텝 기동하고, $t=1.0[\text{s}]$ 에서 이를 1500[rpm]으로 스텝 가속하며, 다시 $t=2.0[\text{s}]$ 에서 이를 1000[rpm]으로 스텝 감속하였을 경우의 응답특성을 시뮬레이션한 결과파형을 나타낸 것이다. 제안한 방법에 따른 우수한 응답 특성을 확인 할 수 있다.

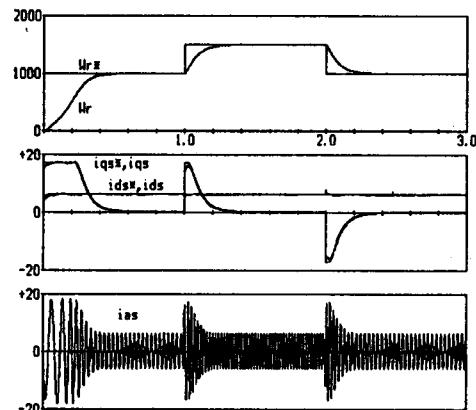


그림 3. 기준속도 변화에 대한 과도응답 특성
(무부하, 1000 → 1500[rpm])

한편, 그림 4는 부하 변동에 대한 과도응답 특성을 살펴보기 위한 시뮬레이션으로서, 무부하 상태에서 기준속도 1000[rpm]으로 기동하고 나서, $t=1.0[\text{sec}]$ 에서 1/3부하를 스텝 인가하며, 다시 $t=2.0[\text{sec}]$ 에서 부하를 스텝 제거하였을 경우의 응답특성을 시뮬레이션한 결과파형을 나타낸다. 부하 변동에 대한 속도 변동율이 적으며, 시스템의 동작특성이 우수함을 입증하고 있다.

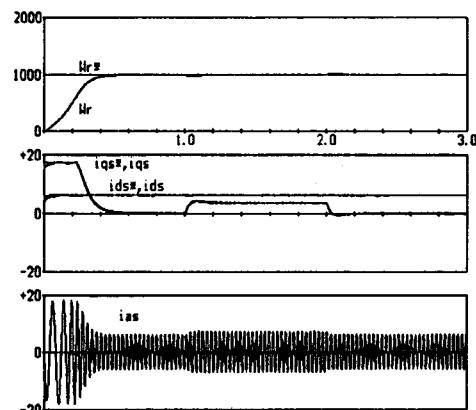


그림 4. 부하토크 변화에 대한 과도응답 특성
(1000[rpm], 정격의 0 → 1/3 → 0 부하)

4. 실험결과 및 검토

본 논문에서 제안한 시스템의 구성을 그림 2에 보였다. 공간전압벡터 변조기법은 많은 양의 복잡한 계산과정을 거쳐 변조 펄스의 폭에 상당하는 도통시간을 실시간 계산해야 하기 때문에 필수적으로 고속의 프로세서를 요구한다. 본 논문에서는 고속 연산에 타월한 DSP(TMS320C31)를 주 연산 기로 사용하고, 전력변환부의 고집적화를 통해서 인버터의 신뢰성 향상과 고주파 스위칭을 실현하기 위해서 IGBT를 이용한 3상 브리지 인버터 회로를 1개의 소자로 모듈화하고 자체적으로 게이트 드라이브 회로와 보호회로 및 발전제동용 트랜지스터까지 내장하고 있는 Mitsubishi사의 600[V] 50[A] 용량의 IPM(Intelligent Power Module)를 사용하여 인버터 회로를 고집적화 하였다. 전동기 속도 및 회전자 위치를 측정하기 위하여 분해능 4000[PPR]인 로터리 엔코더를 사용하였다. 속도측정은 M/T 방식을 사용하고 샘플링 주기는 5[ms]로 하였으며, 전류 샘플링 주기는 200[μ s]로 하였으므로 인버터 스위칭 주파수는 10[kHz]가 된다.

그림 5는 시뮬레이션과 같이 무부하 상태(그림 3)로써 기준속도 0[rpm]에서 1000[rpm]으로 가속하였을 경우의 실험결과이다. 1000[rpm]까지의 기동시간이 시뮬레이션 결과와 일치하며, 그림 6은 역방향운전에서 정방향운전으로 변환시 나타낸 과정으로서 -200[rpm]에서 200[rpm]으로 변화할 때 빠른 응답특성을 나타내고 있다. 이러한 결과와 형에서 전동기의 속도가 기준속도에 잘 추종하고, 전류파형에 고조파 성분이 매우 적은 것을 볼 수 있었다.

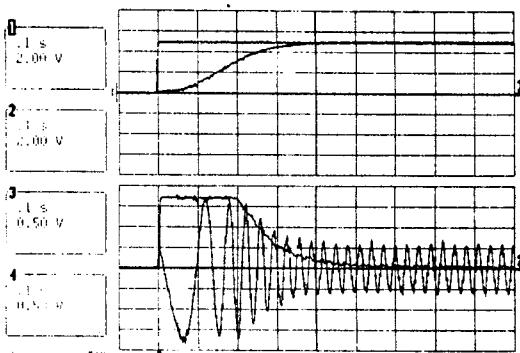


그림 5. 기준속도 변화에 대한 과도응답 특성
(무부하, 0 → 1000[rpm])

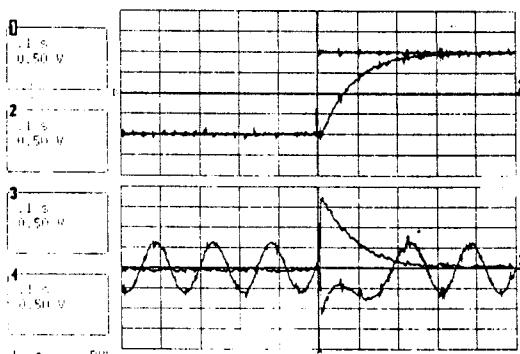


그림 6. 정 · 역회전시 과도응답 특성
(무부하, -200 → 200[rpm])

그림 7은 그림 4와 같이 부하 변동에 대한 과도응답특성을 나타낸 실험결과로서 1/3부하 운전상태에서 0부하 상태로 변화하였을 경우의 응답특성이이다. 부하 변동에 대한 속도 변동율이 적으며, 시스템의 우수한 응답특성을 확인할 수 있었다.

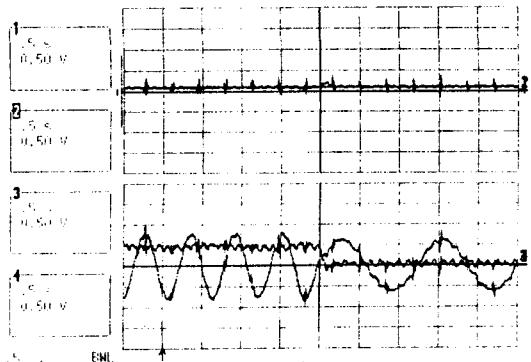


그림 7. 부하변화에 대한 과도응답 특성
(200[rpm], 정격의 1/3 → 0 부하)

5. 결 론

본 논문에서는 3상 농형 유도전동기의 고성능 속도제어를 위하여 공간전압벡터 PWM기법을 이용한 새로운 서보운전용 속도제어시스템을 제안하였다. 공간전압벡터 PWM방식이 필요로 하는 많은 연산량 및 복잡한 시스템의 구성을 TMS320C31 DSP와 IGBT 모듈인 IPM을 사용함으로써 간단한 베티제어 알고리즘과 컴팩트한 시스템을 설계하였다.

디지털 시뮬레이션 및 실험결과 제안한 시스템이 서보제어용으로 우수한 속응 특성을 보였으며, 부하에 대해서도 시스템 동특성의 안정성을 보여주고 있음을 확인하였다.

참고문헌

- [1] P.C.Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1987.
- [2] Peter Vas, *Vector Control of AC Machines*, Oxford University Press, 1990.
- [3] Peter Vas, *Electrical Machines and Drives, A Space-Vector Theory Approach*, Oxford University Press, 1992.
- [4] A. Nabae, S. Ogasawara and H. Akagi, "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 4, pp. 697~701, Jul./Aug. 1986.
- [5] H.W.van der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-24, No. 1, pp. 142~150, Jan./Feb. 1988.
- [6] 윤덕웅, 흥순찬, "공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 영구자석형 동기전동기의 속도제어", *전기학회논문지*, 제43권, 제7호, pp. 1112~1120, 1994. 7
- [7] S.Ogasawara, H. Akagi and A. Nabae, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory", *EPE Conf. Rec.*, pp. 1197~1202, 1989.
- [8] B.K.Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, 1986.
- [9] Andrzej M. Trzynadlowski, *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*, Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [10] T. G. Habetler, "A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters", *EPE Conf. Rec.*, pp. 2-101~2-107, 1991.
- [11] 이동준, 김영렬, 설승기, "IGBT 인버터-유도전동기 구동시스템을 위한 전류재생기의 특성 연구", *전기학회논문지*, 제43권, 제2호, pp. 215~224, 1994. 2