

DSP Chip을 이용한 공간벡터 변조방식의 인버터 출력파형개선

김 동준⁰·정 을기·유 두영·전 희중
송실대학교 전기공학과

Improvement of Inverter Output Waveform with Space Vector Modulation using the DSP-Chip.

Kim D.J. , Jeong E.G. , You D.Y. , Jeon H.J.
Soong-Sil University.

ABSTRACT- This paper deals with the Improvement of inverter output waveform with space vector modulation using the DSP-chip. The proposed scheme can be considered as a alternative of the conventional subharmonic method. This scheme features a maximum output voltage that is 15% greater. The number of switchings is also 30% less than the one obtained by subharmonic modulation method(SHM)

A performance function (PF) which is the time integral function of the inverter output voltage is introduced in this paper. An optimal PWM pattern is obtained by minimizing the distortion factor of performance function. The experiment was carried out with an TMS320C25.

1. 서 론

인버터 가변속 시스템은 전원에 따라 전압형 인버터(VSI)와 전류형 인버터(CSI)로 대별되며 가변속 교류 전동기의 운전, 무정전 전원공급(UPS), 유도가열, 무효전력 보상기등 전 산업분야에 널리 사용되고 있다.^[1]

PWM 인버터에 있어서 제어신호와 변조신호로 펄스패턴을 결정하는 부고조파(Subharmonic) 변조방식은 비교적 실현이 복잡하지 않으며, 저차 고조파가 잘 억제되고 스위치의 구동신호가 쉽게 얻어지며 임의의 전압파형을 발생시킬 수 있는 특징이 있어 널리 사용되어 왔다. 그러나 만약 제어신호가 정현신호로 제한된다면 이 부고조파 변조방식은 스위칭 수가 상대적으로 많아지게되며 최대출력전압이 비교적 작다는 단점을 갖게된다.^[2]

반면에 공간벡터 변조방식(Space Vector Modulation)을 이용하여 PWM파형을 발생시키면 실시간 PWM제어가 가능하고 선형적 제어가 가능한 최대출력전압이 더 커지게 되고 스위칭수가 상대적으로 줄어들게되며 제어신호와 변조신호와의 동기가 특별하게 필요하지 않은 점 등 여러가지 장점들을 가지고 있다.^[3]

따라서 본 연구에서는 공간벡터 변조방식을 적용하여 디지털 신호처리칩으로 수행되는 정현펄스폭 변조기법을 소개하고자 한다. 공간벡터의 개념은 7개의 가능한 출력전압이나 출력전류의 상태공간벡터를 형성하고 요구되는 전압이나 전류및 위상을 인정한 두개의 상태공간 벡터와 그 유지하는 시간을 나타내는 가중치와의 곱으로 표현된다.

인버터 출력 전압의 시간적분 함수인 Distortion Factor

를 최소화시키는 PWM패턴을 이용하여 시스템을 구성하고자 한다. 펄스폭과 펄스의 위치 계산을 위해서는 디지털 신호처리칩인 TMS320C25를 사용하고, 스위칭 소자로서는 MOSFET의 고속성및 BJT의 저포화전압 특성을 겸비한 IGBT(insulated gate bipolar transistor)를 적용하여 제안된 기법을 입증할 수 있는 인버터시스템을 구현하고자 한다.

2. PWM패턴의 발생원리

2-1. 공간벡터의 표현

인버터의 스위칭 함수는 식(1)과 같으며 식(2)는 출력전압을 나타낸다. 그리고 스위칭 함수의 시간적분함수인 평균함수는 식(3)과 같이 정의할 수 있다.

$$S_a = \sum A_k \cos k\theta, \quad k = 1, 3, 5, \dots, \theta = \omega t \quad (1)$$

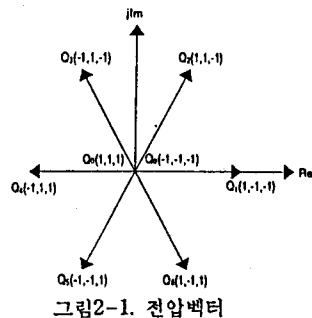
이때 k는 고조파 차수를 나타낸다.

$$V_a = ES_a, \quad V_b = ES_b, \quad V_c = ES_c \quad (2)$$

$$P_a = \int S_a \quad t = \sum [A_k / (k\omega)] \sin(k\theta) \quad (3)$$

최적의 펄스폭은 결국 평균함수의 Distortion Factor를 최소화함으로서 결정된다. 스위칭함수가 가질 수 있는 값에 따라 7개의 가능한 스위치의 조합이 얻어지고, 이에 대한 출력전압의 상태공간벡터는 그림2-1과 같다. 이때 전압벡터 Q는 식(4)와 같이 정의된다.

$$Q = \left(\frac{2}{3}\right)(S_a + aS_b + a^2S_c), \quad a = \exp(j\frac{2\pi}{3}) \quad (4)$$



따라서, 그림2-1에서 볼수 있는 일곱개의 불연속 벡터는 다음과 같이 표시 할수 있다.

$$Q_n = \left(\frac{4}{3}\right) \exp[j\frac{(n-1)\pi}{3}], \quad n = 1, 2, 3, \dots, 6, \quad Q_0 = 0 \quad (5)$$

평가함수의 벡터표현 U 는 다음과 같이 정의된다.

$$U = \left(\frac{2}{3}\right)(P_a + aP_b + a^2P_c) = \left(\frac{2}{3}\right) \int Q_a \cdot t + U_0 \quad (6)$$

순수한 정현파에 의한 스위칭 함수는 식(7)과 같으며 그것의 벡터표현은 식(8)과 같다.

$$S_a^* = \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right)M \cdot \cos \omega t \quad (7)$$

$$U^* = -j \left[\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \left(\frac{M}{\omega}\right) \right] \exp(j\omega t) \quad (8)$$

여기서 M 은 변조지수이고 $0 < M < 1$ 의 값을 갖는다.

2-2. Quasi Circular Locus Method

전압벡터 Q_n 에 의해 발생하는 선궤적은 이상적인 정현 신호에 의해 발생하는 원궤적과 차이가 나게 되는데 Q_n 의 선택과 그것의 적절한 지속시간은 U 가 가능한 한 U^* 의 궤적에 접근하도록 결정된다. 이것을 quasi circular locus method라 한다.^[3]

그림 2-2(a)는 하나의 샘플링 간격에 대한 U 와 U^* 의 궤적을 나타내 준다. ΔT 는 샘플링 주기이고 $\Delta\theta (= \omega\Delta T = 2\pi/\Delta T)$ 는 샘플링 각을 나타낸다. ΔT 는 SHM(subharmonic modulation)의 변조신호의 주기와 동일하다.

그림 2-2의 (b)에서 보는 것 처럼 Q_1 과 Q_2 에 의한 펄스폭은 $\alpha_2 = t_2 - t_1$, $\alpha_1 - \alpha_2 = t_3 - t_2$ 로 정의되고 펄스 위치는 $\beta = t_1 - t_0$ 로 정의된다.

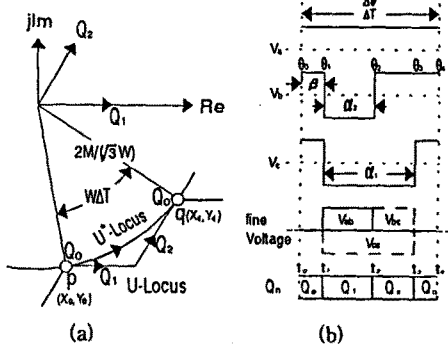


그림 2-2. 한 샘플 간격에 대한 U 와 U^* 의 궤적

샘플링 간격의 처음($t=t_0$)과 끝($t=t_0 + \Delta T$)에서 U 는 U^* 와 같다는 조건으로부터 $U(t_2) = U^*(t_1)$ 를 얻을 수 있고 펄스폭은 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$\alpha_1 = k_1(\theta) \cdot M \quad (9)$$

$$\alpha_2 = k_2(\theta) \cdot M \quad (10)$$

여기서, $k_1(\theta) = \Delta T \cos(\theta_r - \frac{\pi}{6})$, $k_2(\theta) = \Delta T \cos(\theta_r + \frac{\pi}{6})$

θ_r 은 주기 ΔT 동안의 전압의 위상각을 표시한다.

따라서, 부고조파 변조방식에서는 모든 샘플링 간격동안 모든상에서 스위칭이 발생하는데 비해, 제안된 방식에서는 그림 2-2의 (b)에서 볼 수 있듯이 샘플링 간격동안 a상에서는 스위칭이 발생하지 않음을 알 수 있다. 이는 같은 샘플링주파수(SHM에서의 캐리어주파수)에서 비교한다면 제안된 방식에 의한 스위칭 횟수가 부고조파 변조방식에 의한 스위칭 횟수보다 약 30% 적다는 것을 의미한다.

Table 1은 전압의 위상각 θ 에 대한 선택된 전압벡터와 스위칭을 하지 않는 상(Phase)의 관계를 나타낸다.

Table 1. 위상각과 전압벡터의 선택

θ_r	Q_n 의 선택	스위칭되지 않는 상
$0^\circ \sim 60^\circ$	$Q_0(+), Q_1, Q_2, Q_0(+)$	a상 (-)
$60^\circ \sim 120^\circ$	$Q_0(-), Q_2, Q_1, Q_0(-)$	c상 (-)
$120^\circ \sim 180^\circ$	$Q_0(+), Q_2, Q_1, Q_0(+)$	b상 (+)
$180^\circ \sim 240^\circ$	$Q_0(-), Q_1, Q_2, Q_0(-)$	a상 (-)
$240^\circ \sim 300^\circ$	$Q_0(+), Q_2, Q_1, Q_0(+)$	c상 (+)
$300^\circ \sim 360^\circ$	$Q_0(-), Q_2, Q_1, Q_0(-)$	b상 (-)

이상적인 원궤적과 스위칭에 의해 발생하는 선궤적의 차이인 에러벡터를 도입하면 식(11)과 같다.

$$\epsilon = U^* - U \quad (11)$$

α_1 과 α_2 는 단지 주어진 변조지수 M 에 의해 결정될 수 있기 때문에 평가지수 J 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$J = \int |\epsilon|^2 \quad t = 6 \sum_{n=0}^5 J_n, \quad g = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1}{\Delta\theta} \quad (12)$$

J 는 평가함수의 Distortion Factor와 동일하므로 최소화 되어야 한다. 각 샘플링 간격 마다의 최적 펄스 위치를 선정하기 위한 계산은 선궤적이 원궤적 U^* 에 접근해 간다면 다음과 같이 해석적으로 얻어질 수 있다.

$$\beta = \frac{\Delta T}{2} - k_3(\theta_r) \cdot M \quad (13)$$

여기서,

$$k_3(\theta_r) = \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \Delta T \left[\left(\frac{1}{6}\right) \sin^2 \theta_r + 1 \right] \cos \theta_r - \left(\frac{1}{2}\right) \cos^3 \theta_r$$

샘플링 시간 ΔT 가 주어진다 하면 식(9),(10),(13)에서 k_1, k_2, k_3 는 위상각 θ 의 함수임을 알 수 있다. 따라서 펄스폭과 펄스 위치를 계산하기 위한 계수 k_1, k_2, k_3 는 θ_r 과 연관해서 ROM 테이블에 저장시킬 수 있으며 대칭적 특성을 갖고 있으므로 60° 범위의 데이터면 충분하다.

선간전압 V_{ac} 를 고려해보면 $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ 구간중 m 번째 샘플링에서 펄스폭 α_1, α_2 및 $\alpha_1 - \alpha_2$ 에 의해 선간전압이 나타

나게된다. 선간전압의 기본파 F_{1m} 에 이 세개의 펄스가 어떻게 영향을 미치는지 계산해 보면 다음과 같다.

$F_{1m} \cos(\theta - \frac{\pi}{6})$ 로서 기본파는 표현된다.

$$F_{1m} = \left(\frac{6}{\pi}\right) E \cdot \Delta\theta \cdot M \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2} - \beta'\right) = \left(\frac{6}{\pi}\right) E \cdot \Delta\theta \cdot M \quad (14)$$

여기서 $\alpha_1' = \omega\alpha_1, \alpha_2' = \omega\alpha_2, \beta' = \omega\beta$ 이다.

따라서 기본파 F 는 식(15)와 같이 주어지며, 선간전압의 기본파 성분 F_1 이 β 의 영향은 받지 않고 변조지수 M 에는 직접적으로 비례함을 알 수 있다.

$$F_1 = \sum F_{1m} = 2EM \quad (15)$$

선간전압의 최대치를 부고조파 변조방식과 비교한다면 부고조파방식이 최대 선간전압이 $\sqrt{3}E$ 인데 반하여 제안된 방식은 $2E$ 인것을 알 수 있다. 결과적으로 제안된 방식은 부고조파 변조방식보다 15% 높은 출력전압을 공급할 수 있다.

3. 시스템의 구성

그림 3-1은 본 연구에서 사용된 IGBT 타입 PWM 인버터의 전 시스템 구성을 축약한 것이다. 이때의 스위칭 소자로서는 MOSFET와 같이 전압 구동형 및 고속성의 장점과 BJT의 저포화 전압($V_{CE(sat)}$) 특성의 장점을 겸비한 IGBT를 적용하여 시스템을 구현하였다.

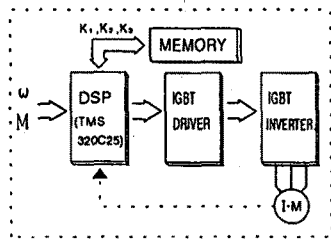


그림3-1. 전 시스템 구성도

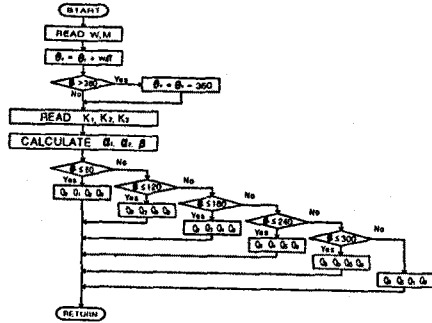


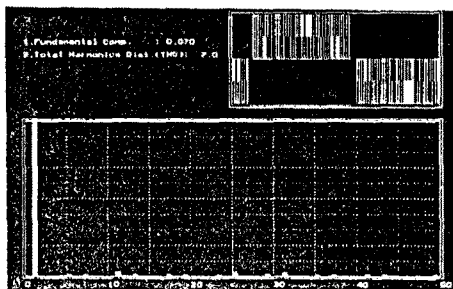
그림3-2. PWM패턴 발생을 위한 순차도

그림3-2는 PWM패턴 발생을 위한 순차도를 표현한 것이다. 마이크로프로세서는 인버터 구동을 위한 주파수와 변조 지수를 읽어와 샘플링 각 및 펄스폭과 펄스 위치를 계산하여 스위칭 패턴을 결정하게 된다. 이의 계산을 위해서 사용되는 계수는 그림3-1에서 볼 수 있는 것처럼 메모리에서 읽어오게된다. 필요한 계수는 60° 마다 반복적으로 쓰이게되며 한 주기 동안 위상각에 따라 전압벡터가 선정되게된다.

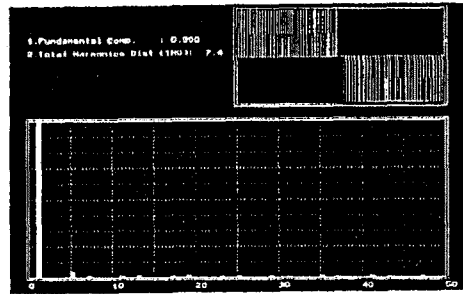
4. 결과파형

그림4-1과 그림4-2는 각각 주파수 60[Hz], 변조지수 $M=1$ 과 주파수 50[Hz], 변조지수 $M=1$ 일때의 부고조파변조방식과 공간벡터변조방식에서의 주파수 분석 및 출력파형에 나타나는 기본파 성분을 표시하였다. 두 방식의 비교는 샘플링 주파수 $f_s=4.3$ [KHz]하에서 이루어졌다.

출력파형의 기본파 성분을 비교한다면 주파수 60[Hz], $M=1$ 인 경우 부고조파변조방식은 0.86 제안된방식 0.99였으며 주파수 50[Hz], $M=1$ 인 경우 부고조파변조방식은 0.87 제안된방식은 0.98을 나타내었다. 두 방식 모두 저차의 고조파가 잘 억제됨을 볼수 있으나 인버터 출력파형에서 얻을수 있는 기본파 성분은 본 논문에서 제시한 공간벡터변조방식이 부고조파변조방식보다 유리함을 확인하였다.

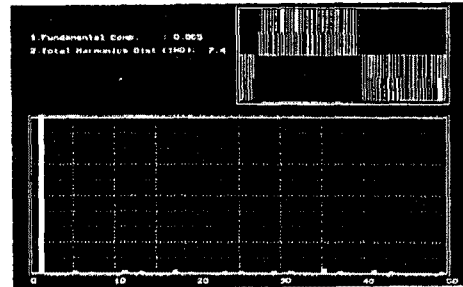


(a)부고조파방식

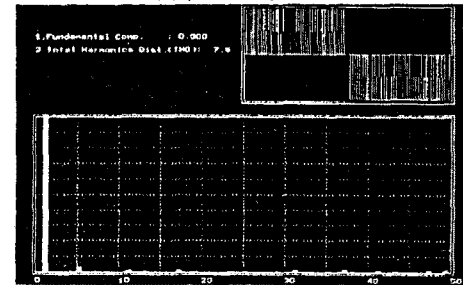


(b)제안된방식

그림4-1. 주파수60[Hz], $M=1$ 에서의 출력파형비교



(a)부고조파방식



(b)제안된방식

그림4-2. 주파수50[Hz], $M=1$ 에서의 출력파형비교

5. 결론

본 연구에서는 공간벡터 변조방식을 이용한 전압형 인버터의 출력파형 개선의 PWM 제어기법이 소개되었다. 시스템의 구성에 있어서는 스위칭 손실이 적고 대용량화가 가능하여 이상적 소자라 불리는 IGBT의 스위칭 소자를 적용하였다.

결과파형으로서, 스위칭 횟수는 공간 벡터방식이 부고조파방식보다 30[%] 더 적으며 저차의 고조파는 부고조파방식과 공간벡터 변조방식 모두 잘 억제되었으나 최대출력 기본파 전압은 공간벡터 변조방식이 약 12[%] 많음을 확인할 수 있었다.

향후 과제로서는, 원할한 유도 전동기의 제어가 될 수 있도록 적절한 전류제어기를 구성하여 실험을 계속해야 되리라 사료된다.

참고문헌

- [1] M.H. Rashid, Power Electronics, Prentice-Hall, 1988, pp. 226-295.
- [2] Takashi.kenjo, Power Electronics for the Microprocessors Age, Oxford Science Publications, 1990, pp.200-259.
- [3] S.Fukuda "PWM technique for inverter with sinusoidal output current," IEEE Translation, Power Electronics, Vol.5, No 1, pp. 54-61, Jan.1990.