

3상 PWM인버터 출력전압 이용률 개선에 관한 연구

Study on the Improvement of utility factor for output voltage on 3-phase PWM Inverter

박성준^o Sung-Jun Park 부산대 pusan national univ.
 변영복 Young-Bok Byun 진기연구소 KERI
 김광태 Kwang-Tae Kim 부산전문대 pusan college
 권순재 Soon-Jae Kwon 부산 공업대 pusan national univ. of industry
 김철우 Cheul-U Kim 부산대 pusan national univ.

Abstract : The linear control of DC Link voltage in PWM inverter is very important to estimate the goodness of PWM method. In motor control system, for the maximum torque on full region operating, the whole of DC Link voltage region must be used. 3 phase sinusoidal PWM inverter has a low efficiency at the using of output voltage.

According to make better the efficiency, new improved PWM control method is proposed. The results of experimentation and simulation are included to verify the validity of this method.

1. 서론

교류전동기를 구동하는 경우에 직류 링크전압을 어느 정도 까지 선형적으로 사용할 수 있는가 하는 것이 PWM방법의 성능을 가늠하는 중요한 척도라고 할 수 있다. 왜냐하면 전 운전 영역에서 최대의 토크를 얻을 수 있으려면 주어진 일정한 직류 링크전압을 최대한 사용할 수 있어야 하기 때문이다.

이러한 관점에서 볼 때 공간전압 벡터 변조법에 의한 PWM방식(SVPWM : Space Voltage Vector Pulse Width Modulation)이 직류 전압을 최대한 많이 사용할 수 있다는 점에서 다른 어떤 종류의 PWM방법 보 다도 우수하다고 알려져있다.[1][2] 또한 공간전압 벡터변조 PWM방식은 일반적으로 널리 사용되는 삼각 파 비교 PWM 방식에 비해 정상상태에서의 진류 고 조파 성분을 크게 억제할 수 있음이 밝혀져있다.[3][4]

그러나, 공간전압 벡터변조 PWM방식은 계산시간이 오래 걸리고 구현이 복잡하다는 단점으로 인하여 실제 산업계 및 현장 등에서 아직까지 널리 응용되지 못하고 있다.

본 논문에서는 3상 정현파 PWM인버터의 단점인 출력전압 이용률을 증대시키기 위해 정현파 PWM방식

을 변형시켜 출력전압 이용률의 증대가 가능한 새로운 PWM제어방식을 제안하였다.

2. 3상 PWM인버터 출력전압개선

그림 1과 같이 3상 PWM인버터는 6개의 스위칭 소자로 구성되어 있으며 이들 스위치의 조합에 의해 각 상이 서로 120도씩 상 차각을 갖는 출력전압을 형성한다. 이 스위칭 조합에서 나타날 수 있는 전압은 그림 2와 같이 6개의 유효전압($V_1 \sim V_6$)과 2개의 영전압(V_0, V_7)이 있을 수 있다. 영전압이란 인버터의 스위칭 소자 중에서 상단 스위치들이 모두 온될 때(V_0) 또는 하단 스위치들이 모두 온될 때(V_7)가 된다. 이 때에는 인버터의 3상 출력단자 모두가 한 포인트가 되는 단락상태가 되어 출력전압은 영(Zero)이 된다. 여기서 이 6개의 유효전압($V_1 \sim V_6$)을 차례로 선택하면 360도 회전하는 전압이 형성된다.

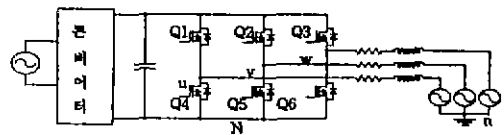


그림 1 3상 인버터
Fig. 1 3-Phase Inverter

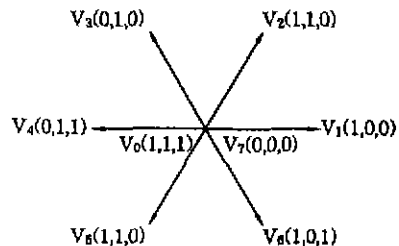


그림 2 출력전압 벡터도
Fig. 2 Output Voltage Vector Diagram

일반적인 PWM인버터의 출력전압의 고조파성분을 줄이기 위해 스위칭 주파수를 높이며, 그 원리는 스위칭의 한 주기내에서 일정한 크기와 위상을 갖는 지령전압 벡터 v^* 가 공간벡터상에서 주어지면 한 스위칭 주기내에서 지령 전압벡터의 적분치와 동일한 적분전압이 되도록 인버터의 유효벡터들의 합성을 행하는 것이다. 이를 구하는 가장 일반적인 방법이 정현파 PWM이며 이는 정현파인 변조파와 삼각파인 반송파를 비교하여 펄스 폭 변조신호를 발생시키는 것으로 널리 알려져 있다. 이 방식은 구현이 간단하다는 장점을 갖고 있지만 출력 전압 이용률 및 출력의 고조파 함유율이 다른 방법보다 나쁘다는 단점을 안고 있다.

정현파 PWM방식에서 변조지수(Modulation Index)와 주파수비(Frequency Ratio)는 식(1), 식(2)로 정의 된다.

$$M = \frac{M_{max}}{C_{max}} \quad (1)$$

$$M_f = \frac{V_f}{C_f} \quad (2)$$

단 M_{max} : 변조파의 진폭, C_{max} : 반송파의 진폭

V_f : 반송파의 주파수, C_f : 변조파의 주파수

그림 3은 정현파 PWM에서 변조파 및 각 벡터가 인가되는 시간의 비율 나타내고 있다. 각 벡터는 360도 마다 120도만 인가되며 한 각도에서는 인접하는 두개의 벡터에 의해 출력전압이 형성된다.

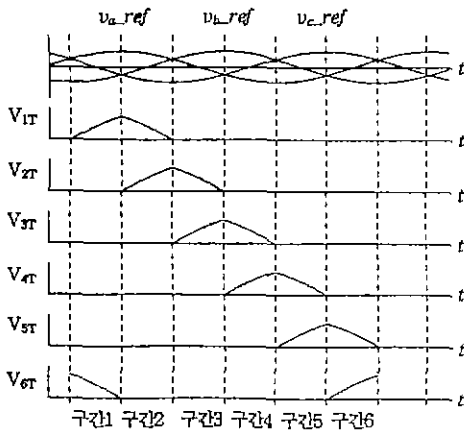


그림 3 변조파신호와 각 벡터가 인가되는 시간
Fig. 3 Modulation Wave and the Periods of Vectors

3. 새로운 3상 PWM인버터

정현적인 PWM인버터의 단점인 출력 전압 이용률의 저감은 다음과 같은 이유로 볼 수 있다.

그림 4는 변조지수가 1일때의 변조파의 파형과 이 때

영벡터가 인가되는 시간을 표시하고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 영전압이 인가되는 시간이 항상 존재한다. 또한 영전압은 항상 비대칭적으로 유효전압 전후에 배치되어 출력의 전류 리플이 증가하게 된다. 반면 공간전압벡터에 의한 PWM에서는 최대 출력전압을 발생할 때 인접하는 두벡터의 중간에 지령전압이 위치하면 영전압을 인가하는 시간이 없으며, 양 바깥쪽으로 갈수록 영전압을 인가하는 시간이 커지는 형태로 영전압을 유효전압의 양편으로 동일하게 분할함으로써 출력전압의 이용률을 증가시킬 수 있으며, 출력 전류리플을 최소화 할수 있다.

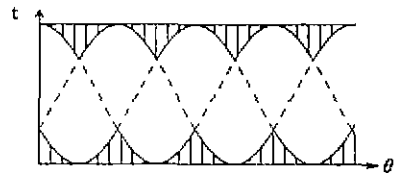


그림 4 변조파와 영전압 인가시간
Fig. 4 Modulation Wave and the Time of Zero Vector

그러나 정현파 PWM에서 변조지수가 1인데도 영전압이 출력(그림 4의 아래 부분은 V_7 벡터 인가 시간이며, 위 부분은 V_0 벡터 인가 시간이다)이 되는 구간이 항상 존재하는 것은 변조파가 정현파라는 점에서 기인한 것이다. 따라서 전압 이용률을 개선하기 위해 변조파의 형태를 변화시키는 방법을 생각할 수 있다.

2상 대칭변조법은 그림 5에 나타난 것과 같은 스위칭 패턴을 형성하는 방법이다. 시간 K에서 Q2, Q3 두 암의 게이트 신호가 대칭임을 알 수 있다.

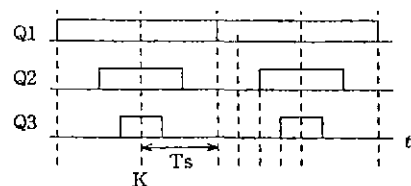


그림 5 2상대칭변조법에서 펄스 패턴
Fig. 5 2-phase symmetrical modulation method

본 논문에서는 그림 3에서 나타난 각 벡터가 인가시간을 유지하면서 출력전압 이용률을 증가시키기 위해 영전압이 출력 구간인 아래 부분(V_7 벡터 인가 시간인 구간)을 기준으로 설정하는 방법을 생각 할 수 있다.

그림 6은 인접한 벡터가 인가되는 시간을 나타내며 실제로 삼각파와 비교하여 스위칭을 행하기 위해서

그림 6(a)에서 서로 인접한 한 벡터가 인가되는 시간(β)과 두 벡터가 인가되는 시간을 합한 시간($\alpha + \beta$)을 삼각파와 비교하기 위한 파형을 나타내고 있다.

여기서 비교된 파형으로 회전벡터를 형성하기 위해 각 구간(60도단위)별로 스위치에 인가되는 신호를 선택하여야 한다. 30도에서 90도사이의 스위칭방식은 그림 6(b)에 나타나 있다. ($\alpha + \beta$)신호와 삼각파신호를 비교한 값을 Q1에 인가하고, β 신호와 삼각파신호를 비교한 값을 Q2에 인가하고, Q3에는 0을 입력함으로써 인버터 출력단에 인가되는 벡터는 V_7, V_1, V_2, V_1, V_7 순이 되어 원하는 출력전압이 된다. 그림 6에서 실제로 스위칭소자에 인가하기위해서 각 구간별로 인가되는 시간이 선택되어야하며 그 선택은 여러가지가 있으나 표 1에 두가지 방법을 나타내었다. 표 1(a)에서 30도부터 150도까지는 Q3가 스위칭을 행하지 않고 Q1과 Q2만 스위칭을 행한다. 이 방식에서는 120도 주기로 각상이 스위칭하지 않는 구간이 존재하므로 스위칭손실이 2/3로 줄어드는 효과가 있다. 출력전압 이용률은 정현파 PWM방식보다 15% 증가시킬 수 있다.(정현파 방식에서 변조지수인 $M = 1$ 일 때 이 방식에서는 $M = 0.86$ 이 된다) 그러나 스위칭한 구간 동안 두 개의 영벡터 중 한 벡터만 사용하므로 인버터 출력전압은 증가시킬 수 있으나 고조파 성분은 정현파 PWM방식보다 증가함을 알 수 있다.

4. 제어방식

그림 1과 같은 3상 인버터에서 출력전압의 이용률을 증가시키기 위해 2상 대칭형 형태로 제어하는 시스템 구성도는 그림 7과 같다.

그림 6에서 변조지수가 1인 두개의 반송파신호($\alpha, \alpha + \beta$)에 대한 Digital정보와 저령전압벡터의 구간별 상스위치 선택에 대한 정보(표 2)를 ROM에 기억시켜 두었다. 여기서 두개의 반송파의 발생은 아날로그 타입의 변조파를 형성하기 위해 2개의 12 Bit DA컨버터(DA7545)를 사용하였으며, 변조파의 변조지수는 DA컨버터의 Reference단으로 조정하였다. 이렇게 함으로써 변조비가 적은 영역에서도 선형성을 얻을 수 있다. 저령 전압의 각도를 설정하는 ROM의 주소를 결정하기 위해 Up-down 카운터 기능과 Load 기능을 겸비한 카운터(74LS193)를 사용하여 카운터 클럭입력에 대한 연속적인 공간벡터 각 발생과 Load 기능에 의해 임의의 공간벡터 각도를 설정할 수 있게 하였다. F/V컨버터는 DA컨버터의 Reference단자와 같이 연결하면 공간

전압벡터의 크기가 증가되고 그 주파수도 증가할 수 있기 때문에 유도전동기의 VVVF제어가 용이하게 되어 있으며, 독립적으로 사용하면 벡터제어가 가능하도록 하였다.

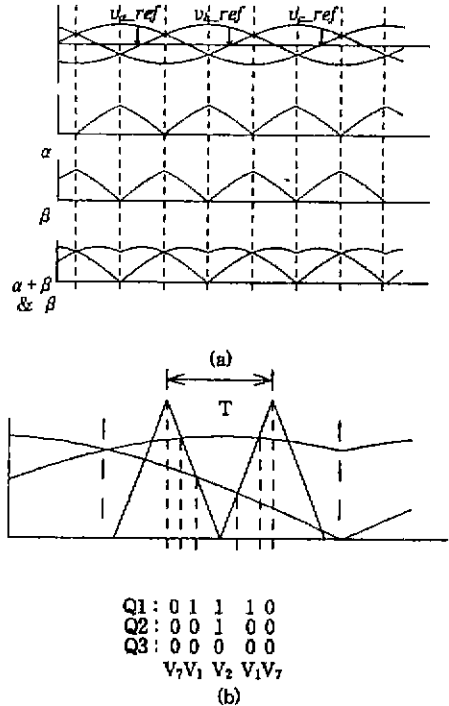


그림 6 새로운 PWM의 스위칭패턴 생성 개념도
Fig. 6 Switch Pattern Generation Method of the Proposed PWM

표 1 상스위치 선택

Table 1 Slection of Phase Switch

각 도	30° ~ 90°	90° ~ 150°	150° ~ 210°
상스위치 선택	$\alpha + \beta \rightarrow A$ 상 $\beta \rightarrow B$ 상 0 $\rightarrow C$ 상	$\beta \rightarrow A$ 상 $\alpha + \beta \rightarrow B$ 상 0 $\rightarrow C$ 상	0 $\rightarrow A$ 상 $\alpha + \beta \rightarrow B$ 상 $\beta \rightarrow C$ 상
각 도	210° ~ 270°	270° ~ 330°	330° ~ 30°
상스위치 선택	0 $\rightarrow A$ 상 $\beta \rightarrow B$ 상 $\alpha + \beta \rightarrow C$ 상	$\beta \rightarrow A$ 상 0 $\rightarrow B$ 상 $\alpha + \beta \rightarrow C$ 상	$\alpha + \beta \rightarrow A$ 상 0 $\rightarrow B$ 상 $\beta \rightarrow C$ 상

(a)

각 도	30° ~ 90°	90° ~ 150°	150° ~ 210°
상스위치 선택	$\alpha + \beta \rightarrow A$ 상 $\beta \rightarrow B$ 상 0 $\rightarrow C$ 상	$\beta \rightarrow A$ 상 $\alpha + \beta \rightarrow B$ 상 0 $\rightarrow C$ 상	0 $\rightarrow A$ 상 $\alpha + \beta \rightarrow B$ 상 $\beta \rightarrow C$ 상
각 도	210° ~ 270°	270° ~ 330°	330° ~ 30°
상스위치 선택	$\alpha + \beta \rightarrow A$ 상 $\bar{\beta} \rightarrow B$ 상 1 $\rightarrow C$ 상	$\bar{\beta} \rightarrow A$ 상 $\alpha + \beta \rightarrow B$ 상 1 $\rightarrow C$ 상	1 $\rightarrow A$ 상 $\alpha + \beta \rightarrow B$ 상 $\bar{\beta} \rightarrow C$ 상

(b)

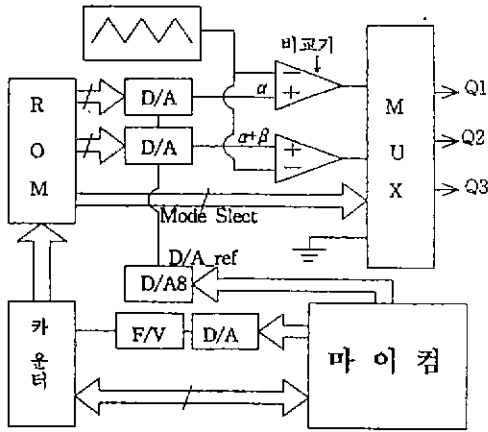


그림 7 제어시스템 구성도
Fig. 7 Configuration of control system

5. 2상 대칭변조법에 대한 시뮬레이션

3상 PWM인버터의 부하로는 유도전동기를 대상으로 행하였다.

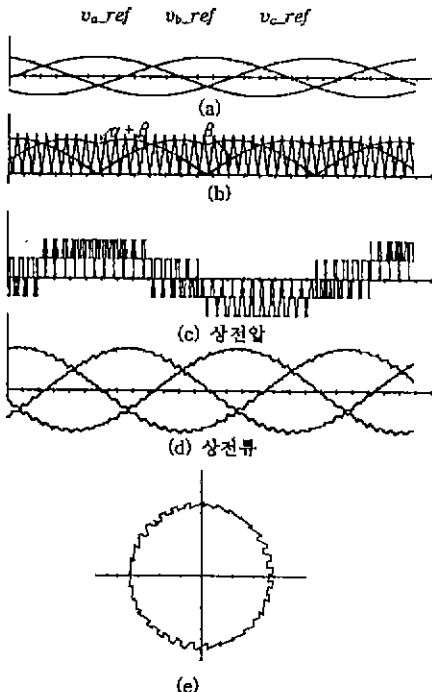


그림 8 2상 대칭변조방식의 시뮬레이션
Fig. 8 Simulation with symmetrical modulation method

그림 8은 2상 대칭변조방식의 시뮬레이션 결과로써 그림 8(b)는 정현파 PWM에서 변조비가 1인 때의 변조파와 그때의 α , $(\alpha+\beta)$ 의 파형이며 정현파방식에서 파빈조 없이 출력전압을 최대로 내는 조건으로 변조비가 86[%]로 나타나고 있다. 따라서 출력전압은 정현파

방식에 비해 15[%]의 진압이용률 증가를 예측할 수 있다. 그림 8(c)는 출력 상전압 파형이며 2상 대칭 변조방식과 같이 나타남을 알 수 있다. 그림 8(e)는 출력전류의 벡터궤적을 나타내고 있으며 근사 원임을 알 수 있고 총 고조파 왜형률은 8.9[%]로 나타났다.

6. 결론

3상 정현파 PWM인버터의 단점인 낮은 출력전압 이용률을 증대시키기 위해 제안된 본 방식은 실제구현에 있어 저 가격으로 공간전압 벡터법과 동일한 출력전압 이용률이 나타났다.

참고 문헌

[1] D.D.Shipp, "Harmonic analysis and supression for electrical systems supplying power converters and other nonlinear loads," Trans. on IEEE, IA-15, no. 5, pp.1-6, 1972
 [2] C.Zhou and M.M.Jovanovic "Design Trade-Offs Continuous Current Mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits", VPEC'92 pp57-67, 1992
 [3] W.Tang, F.C.Lee and R.B.Ridley, "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control", Applied Power Electronics Conference Proceeding, pp.747-755, 1992
 [4] James B. Williams, "Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter", PESC'89, pp.959-967, 1989
 [5] Chen Zhou, Raymond B. Ridley, and Fred C. Lee, "Design and Analysis of A Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit", PESC'90, pp.800-807, 1990
 [6] Kalyan K.Sen Alexander E.Emanuel, "Unity Power Factor Single phase Power Conditioning", PESC'87, pp.516-524, 1987