

## 200KVA급 UPS용 3상 전압형 인버터의 제어기법

유병우\*, 이상훈\*, 최재호\*, 최창호\*\*

\* 충북대학교 전기전자공학부, \*\* 포스콘기술연구소

### Control Method of the Three-phase VSI for 200KVA UPS

B.W.Yu\*, S.H.Lee\*, J.H.Choi\*, C.H.Choi\*\*

\* ChungBuk National University, \*\* POSCON

**Abstract** - In this paper, control scheme of the three phase VSI(Voltage Source Inverter) for 200KVA UPS is described. The proposed controller is designed to robust against parameter variations, disturbances and load change using PI controller. The switching pattern is determined to Ramp Comparison Method. The inverter provides pure sinusoidal output voltage with very low THD (Total Harmonic Distortion). Finally, the performance of the proposed inverter is shown by experimental result.

#### 1. 서 론

UPS용 인버터는 일정한 전압, 일정한 주파수의 정현파 출력전압을 만족시켜야 한다. 그러나 대부분의 UPS 부하는 커패시터 입력형 비선형 부하를 가지고 있기 때문에 부하전류에 의해 출력전압 파형이 함몰하는 경우가 생겨 출력전압 THD를 크게 저하시킨다. 이를 해결하기 위하여 고속 스위칭 소자를 사용하여 순시전압 제어기법과 부하전류 예측 및 보상기법등이 사용되어 왔다. 또한 전류제어기를 사용하여 PWM파형을 발생시키는 방법으로는 히스테리시스 전류제어방법, 삼각파비교방법 그리고 Dead-Beat 제어기법등이 있다.

히스테리시스 제어는 과도응답특성의 측면에서 볼 때 가장 우수하지만 넓은 범위에 걸쳐 스위칭 주파수가 존재하고 이에 따른 서브 하모닉이 필터 디자인을 어렵게 한다. 삼각파비교방법은 응답특성은 다소 떨어지나 스위칭주파수를 일정하게 유지시킬 수 있으므로 필터디자인을 포함한 여러 가지 측면에서 유리한 점이 있다.[1] Dead-Beat 제어기법은 비선형 부하에서 과도 및 정상상태의 응답특성이 매우 뛰어나지만, 시스템 변수의 변화나 노이즈에 매우 민감하다는 단점을 가지고 있다.[2]

본 논문에서는 대용량의 UPS에 적용하기 위해 제안된 제어 시스템은 고속 스위칭 소자인 IGBT를 사용하여 순시전압제어, 순시전류제어의 2중 제어 루프를 가지고 있으며, 제어기는 PI 제어기를 사용

하였다. 또한 부하예측기법을 적용하여 비선형부하에서 빠른 동적 응답 특성을 가지도록 하였고, 스위칭 방식으로는 삼각파 비교방법을 사용하였다.[3]

#### 2. 시스템 모델링

그림 1은 본 논문에서 구성하고 있는 3상 VSI의 시스템 구성도 이다. 여기서  $V_a$ 는 인버터가 스위치를 on 혹은 off함에 따라 각각 배터리 전압  $V_{dc}$ 의 양(+), 음(-)을 가진다. 본 시스템을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$I_c = C_f \frac{d}{dt} V_c = I_a - I_L \quad (1)$$

$$V_L = L_f \frac{d}{dt} I_a = V_a - V_c - V_X \quad (2)$$

$$V_X = (V_{au} + V_{av} + V_{aw})/3 \quad (3)$$

여기서,  $V_X$ 는 출력단 커패시터의 중성점과 dc link 단의 가상의 중성점과의 전위차이다. 식 (1), (2), (3)으로부터 d-q 변환하여 변환행렬을 이용한 좌표변환을 적용하여 정리하면,

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a\alpha} \\ I_{a\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} I_{a\alpha} \\ I_{a\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a\alpha} \\ I_{a\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a\alpha} \\ V_{a\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

이 된다.[3]

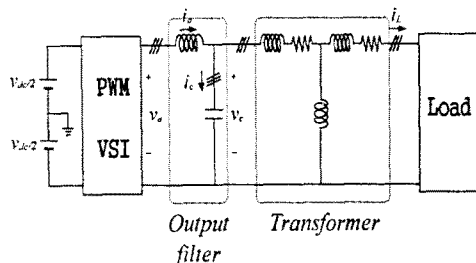


그림 1 3상 인버터 시스템

### 3. 제어 알고리즘

#### 3.1 전향보상제어

인버터의 전향제어는 커패시터 전압이 기준전압을 추종할 수 있게 하기 위하여 필요한 전류를 인버터가 출력하도록 제어하는 일종의 개루프제어에 해당한다. 따라서 식 (4)와 (5)에 나타난 바와같이  $i_L$ 과  $V_c$ 가 각각 외란 항으로 작용하고 있기 때문에 부하전류와 출력전압을 그림 2, 3과 같이 전향 보상하여 보상하는 방법을 고려해 볼 수 있다. 이것은 플랜트에 (-)항으로 삽입되어 있는 것을 PI 제어기 뒷단에 (+)항으로 추가시켜 보상해 주는 방법이다.

전향보상된 전압제어기는 출력전압의 기준치 ( $V_c^*$ )와 실제 feedback 받아온 출력전압 ( $V_c$ )을 비교하여 오차를 PI 제어기를 통하여 보상하게 된다. 이렇게 보상된 값을, 시스템에서 외란항으로 작용하고 있는 부하전류 ( $i_L^*$ )를 전향 보상한 값과 합하여 리액터 전류의 기준치 ( $i_a^*$ )를 만들어 내게 되고 이렇게 만들어진 리액터 전류의 기준치 ( $i_a^*$ )는 전류 제어기의 입력으로 들어가게 된다. 또한 전향보상된 전류제어기는 리액터 전류의 기준치 ( $i_a^*$ )와 feedback 받아온 리액터 전류 ( $i_a$ )를 비교하여 오차를 PI 제어기를 통하여 보상하고, 그 보상된 값과 전향보상된 출력전압 ( $V_c^*$ )을 합하여 인버터의 스위칭 지령전압 ( $V_{cq}^*$ )을 만들어 내게 된다. 그림 2와 3에서 전향보상된 전압·전류제어기에 대한 블록도가 보여지고 있다.

#### 3.2 제안된 제어기

위의 전향보상을 바탕으로 하여 식(6), (7)로부터 그림 4와 5의 전압제어기와 전류제어기에 대한 블록도를 얻을 수 있다. 식(6)과 식(7)은 식(4)와 식(5)로부터 각각 유도 할 수 있다.

$$i_{aq}^* = i_{cq}^* + i_{Lq}^* + k_p(v_{cq}^* - v_{cq}) + \omega C_f v_{cq}^* \quad (6)$$

$$i_{ad}^* = i_{cd}^* + i_{Ld}^* + k_p(v_{cd}^* - v_{cd}) - \omega C_f v_{cd}^*$$

$$v_{aq}^* = v_{cq}^* + k_p(i_{aq}^* - i_{aq}) + \omega L_f i_{aq}^* \quad (7)$$

$$v_{ad}^* = v_{cd}^* + k_p(i_{ad}^* - i_{ad}) - \omega L_f i_{ad}^*$$

$$i_L^* = 3[i_L(t) - i_L(t - T_s)] + i_L(t - 2T_s) \quad (8)$$

(단  $T_s$ 는 sampling time)

식(6)에서 부하에 대한 동적응답특성을 향상시키기 위하여 부하전류의 지령치는 식(8)과 같은 2차 부하예측법을 이용하였다.

또한 그림 6에서는 본 논문에서 제안한 3상 전압형 인버터에 대한 제어시스템의 전체 블록도를 나타내고 있다. 먼저 피드백 받아온 변수들에 대한

여 d-q 변환을 수행하고, 이렇게 회전좌표계로 변환된 변수들을 전압제어와 전류제어기를 통하여 오차를 보상하게 된다. 전류제어기로부터 나온 출력값 즉  $V_o^*$ 를 다시 정지좌표계로 변환시키게 된다. 최종적으로 인버터는 삼각파비교 방식을 이용하여 PWM을 수행하게 된다. 이중제어루프를 살펴보면 내부루프로 순시전류제어기, 외부루프로 순시 전압제어기를 두어 깨끗한 정현파 출력과 부하 변화에 대한 빠른 동적응답특성을 갖게 하였다.

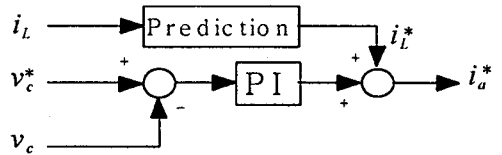


그림 2 전향보상제어를 가진 전압제어기

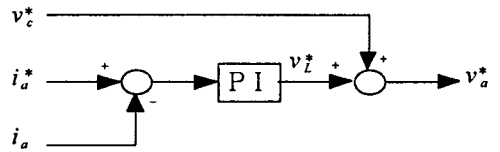


그림 3 전향보상 제어를 가진 전류제어기

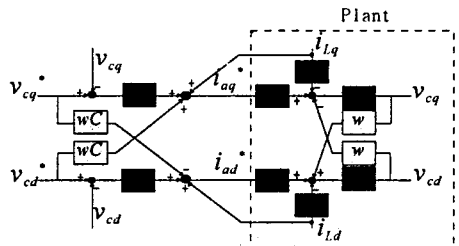


그림 4 제안된 전압제어기

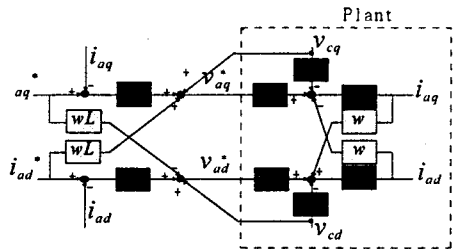


그림 5 제안된 전류제어기

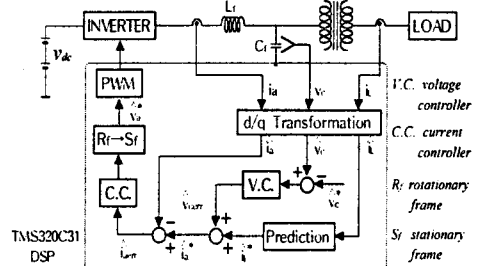


그림 6 전체제어블록도

#### 4. 실험 결과

표 1에 나타낸 실험파라미터를 바탕으로 실험한 결과 다음과 같은 파형을 얻었다. 그림 7은 전향 보상하지 않았을 때의 상전압과 선전류이고, 그림 8은 저항부하시의 상전압과 선전류의 파형이다. 그림 9는 정류기 부하시의 상전압과 선전류의 파형이고, 그림 10은 무부하 상태에서 저항부하를 투입시를 나타내고 있는 파형이다. 이들 파형이 상전압과 선전류의 위상이 차이가 있는 이유는 상전압은 변압기 1차측의 상전압이고, 선전류는 변압기 2차측 선전류이기 때문에 위상차가 발생하였다. 그림 11과 12는 BMI PowerProfiler로 THD 스펙트럼을 측정된 결과 각각 저항부하의 출력전압에서는 1.4%이고, 정류기부하에서는 2.6%로 매우 낮은 THD임을 알 수 있다. 실험결과 파형에서 보여진바와 같이 저항부하, 정류기부하에서 깨끗한 정현파가 나타나고 있고, 부하 동적상태에 대한 파형의 상태도 양호한 것으로 알 수 있다.

#### 5. 결론

200KVA급 UPS용 인버터를 설계하는데 있어서 본 논문에서 제안된 알고리즘은 모든 변수들의 d-q 변환을 통하여 전압 및 전류의 기준치를 직류량으로 얻을 수 있었고, 출력전압의 정상상태 에러를 줄일 수 있었다. 또한 선형 및 비선형 부하에서의 시뮬레이션과 실험을 통하여 매우 낮은 총고조파 왜형률을 보였고, 외란항 및 간섭항을 전향보상함으로써 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 모든 제어를 실행속도가 빠른 TMS320C31 DSP를 이용하여 디지털로 구현하였다 제안된 알고리즘을 바탕으로 제작 및 실험한 결과, 선형 및 비선형부하에서 매우 양호한 파형을 얻었으며, 낮은 총고조파 왜형률을 유지하면서 부하에 대한 동적 응답특성이 좋은 인버터를 구현하였다. 향후 대용량 UPS의 인버터에 적용이 가능하다고 사료된다.

#### (참고 문헌)

- [1] David M. Brod, et al, "Current Control of VSI-PWM Inverters". IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 562-570, 1985
- [2] T.Kawabata, et al, "Dead Beat Control of three Phase PWM Inverter", in Conf. Rec. IEEE Trans. on Power Electronics '90, Vol 5, No.1, pp21-28, 1990
- [3] Jae-Ho Choi, et al, "Three-phase Voltage Source Inverter for UPS using Space Vector Modulation" Conf. '96 KIEE pp543-545. 1996
- [4] O.Wasynczuk, et al, " A Voltage Control Strategy for Current-Regulated PWM Inverter" in Conf. Rec. IEEE Trans. on Power Electronics '96, Vol. 11, No.1, January, pp 7-15. 1996

표1. 실험 파라미터

|              |          |       |             |
|--------------|----------|-------|-------------|
| DCLink전압     | 1000 V   | $L_f$ | 0.5 mH      |
| 출력선간전압       | 440 Vrms | $C_f$ | 700 $\mu$ F |
| SW frequency | 8.3 KHz  | 정격용량  | 200KVA      |

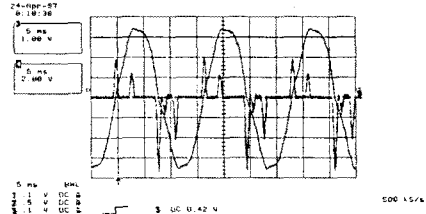


그림 7 전향보상하지 않은 상전압, 선전류

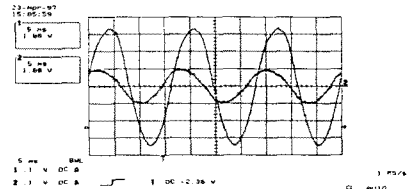


그림 8 저항부하시 상전압, 선전류

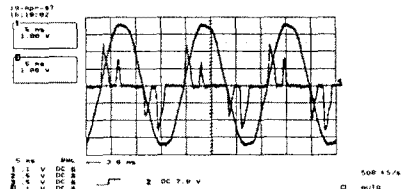


그림 9 정류기부하시 상전압, 선전류

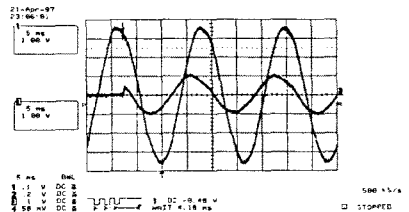


그림 10 무부하에서 저항부하투입시

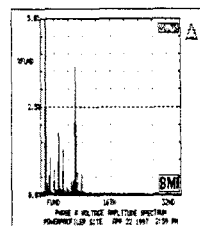


그림 11 저항 부하에서의 THD

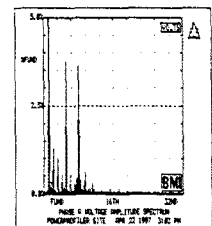


그림 12 정류기 부하에서의 THD