

3상 전압형 PWM 컨버터의 특성개선에 관한 연구.

정 언택*, 김원철**, 전지용**, 김현우*, 이근홍*
* 명지대학교 전기공학과, ** 명지실업 전문대학 전기과

A Study On The Characteristic Improvement of
3 Phase Voltage Source PWM Converter.

Yon-Tack Chung*, Won-Chul Kim**, Ji-Yong Chun*o,
Hyun-Woo Kim*, Keun-Hong Lee*

* Dept. of Electrical Engineering, Myong-Ji University.
** Dept. of Electrical Engineering, Myong-Ji Junior College.

ABSTRACT

In this paper, A voltage source PWM converter which achieves bidirectional power flow between a 3 ϕ AC supply and a DC bus voltage is described. And the paper considers both the steady state and transient response of such a device, and develops mathematical models to describe its performance under the digital control system. As a result the AC line current becomes sinusoidal and the input power factor is improved to unity.

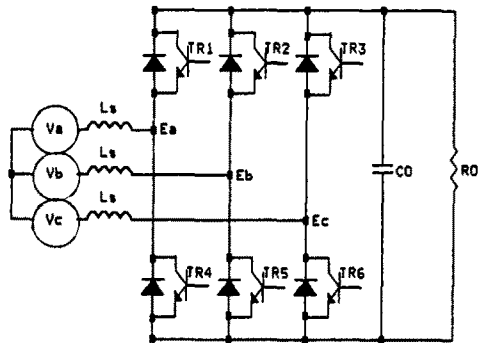


그림 1. 3상 PWM 컨버터의 회로도

1. 서론

종래에 사용되었던 반도체 소자에 의한 AC/DC 위상 제어 정류기(Phase Controlled Rectifier)는 회로가 간단한 반면 역률이 떨어져 전류파형에 고조파분이 포함되는 단점을 갖고 있으며, 선로의 전압 안정도를 감소시켜 제어시스템에 불안정 현상을 야기시키고 있다. 따라서 많은 산업용분야에서 인버터의 전압원으로 사용되는 전압형 PWM 컨버터는 4상한 운전이 가능하며, 교류측 입력 전류분이 정현파로 기본파 역률을 1로 하여 파형개선 및 역률개선을 동시에 고려한다.

따라서 본 연구에서는 전원측으로의 전력회생시 PWM방법을 이용하여 교류입력측의 전류파형을 정현파에 가깝도록 유지시키고, 전류파형측에 포함된 고조파를 줄이고자 하였으며 제한된 제어 알고리즘을 통해 정상상태 및 과도상태시의 입력력 특성이 양호함을 보이고, 제한된 시스템의 이론적인 타당성을 제시하고자 한다.

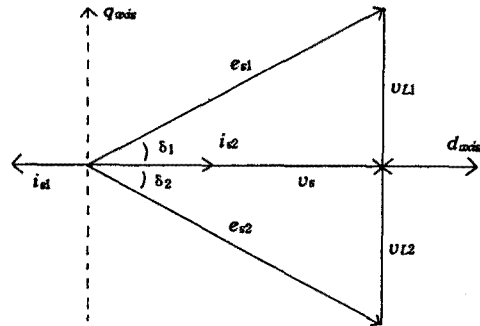


그림 2. 컨버터 운전시의 벡터도

2. 동작이론 및 해석

2.1 동작이론

그림 1은 본 연구의 주회로인 3상 PWM 컨버터의 시스템이다. 변환기는 3개의 교류 리액터 L_s , 역병렬 다이오드와 연결된 트랜지스터, 평활용 콘덴서 및 부하등으로 구성된다.

전력흐름의 크기와 방향은 그림 2에서 볼수 있듯이 두 전압 u_s , e_s 와 리액터의 크기에 의한 위상차 δ 가 결정된다. u_s 가 e_s 보다 전압이면 u_s 에서 e_s 로 전력이 전달되어 정류동작을 하며, u_s 와 전류 i_s 가 동상이 된다. 또한 u_s 가 e_s 보다 지상이면 e_s 에서 u_s 로 전력이 전달되어 u_s 와 i_s 는 역상이 되며 회생동작을 한다. 따라서 입력력

를 1로 제어하기 위해서는 리액터 \$L_s\$ 값을 시스템 특성에 맞게 적절히 선정하여야 함을 의미한다. 만약, 시스템 손실을 무시할때 직류측 출력전압이 일정하게 유지된다면 공급원으로부터 전달되는 유효전력은 캐패시터와 부하측으로 전달되어 서로 같아야 함을 알 수 있다.

2.2 시스템 모델링

본 변환기는 고조파의 영향, 포화 및 트랜지스터의 소호지연등으로 인한 현상들을 무시하면 시스템은 거의 선형적이다. 그러나 유도성부하나 직렬 임피던스에 의해 전원측으로 회생동작을 할 경우 DC측에서의 step변화에 따라 전력은 DC측 전압을 \$i_{dc}/C_0\$의 비율로 변화시키므로 과도상태 특성을 결정하는데 중요한 요인이 된다.

그림 1의 컨버터의 전압방정식은 식(1)로 표시된다.

$$v_s = (R_s + L_s p)i_s + e_s \quad (1)$$

단, \$v_s\$는 전원전압

\$i_s\$는 전원전류

\$e_s\$는 변환기의 교류측 전압

\$p\$는 미분 연산자

식(1)을 전원과 동기속도로 회전하는 회전좌표계로 표현하면 식(2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega L_s \\ -\omega L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

식(2)는 식(3)으로 정리된다.

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = -\frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} R_s & \omega L_s \\ -\omega L_s & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

\$\omega L_s\$, \$v_d\$는 리액턴스의 전압

\$v_d = v_s - e_s\$, \$v_q = v_q - e_q\$

전력소자내의 손실을 무시하면 교류측 전력값은 직류측 출력전력값과 같아야 하므로 식(4)가 성립된다.

$$3v_s i_d = \frac{1}{2} C_0 p e_d^2 + \frac{e_d^2}{R_0} \quad (4)$$

따라서 식(3)과 식(4)에 의하여 식(5)와 같은 상태 방정식을 얻을 수 있다.

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_d^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & \omega & 0 \\ -\omega & -R_s/L_s & 0 \\ 6v_s/C_0 & 0 & -2/(R_0 + C_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_d^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

3. 제어회로

그림2의 벡터도에서와 같이 d축성분을 기준벡터로 하여 역률을 1로 제어하기 위해서는 \$v_s = v_{Ld} = e_d\$를 만족하여야 한다. 따라서 식(3)을 \$i_d\$에 대해 정리하면 식(6)을 얻을 수 있다.

$$v_{Ld} = e_s = \left(\frac{R_s^2}{\omega L_s} + \omega L_s \right) i_d + \frac{2R_s}{\omega} \frac{di_d}{dt} + \frac{L_s}{\omega} \frac{d^2 i_d}{dt^2} \quad (6)$$

식(6)을 고찰하면 해는 항상 감쇠진동하며 \$R_s \neq 0\$이므로 식(7)과 같이 간략화 할 수 있다.

$$e_s = \omega L_s i_d + \frac{L_s}{\omega} \frac{d^2 i_d}{dt^2} \quad (7)$$

식(7)을 고찰하면 우변의 제 1항은 정상성분이며 제 2항에 의해서 과도성분이 존재하게 된다. 이 과도응답특성을 개선하기 위하여 그림 5와 같은 제어회로를 구성하였다. 그림5에서 점선내의 회로는 응답특성을 개선하기 위한 기능을 갖는다. 제어기는 직류출력 \$e_d\$를 설정값으로 유지하도록 전원의 유효전류 \$i_d\$를 결정하고, 이에따른 \$e_q\$와 역률을 1로 하기 위하여 그림 2의 벡터도에서와 같은 \$e_s\$를 연산한다. 그림5에서는 이러한 조건을 만족하도록 전원전압 \$v_s\$와의 위상각 \$\delta\$와 \$e_s\$를 연산하여 PWM 컨버터를 구동한다.

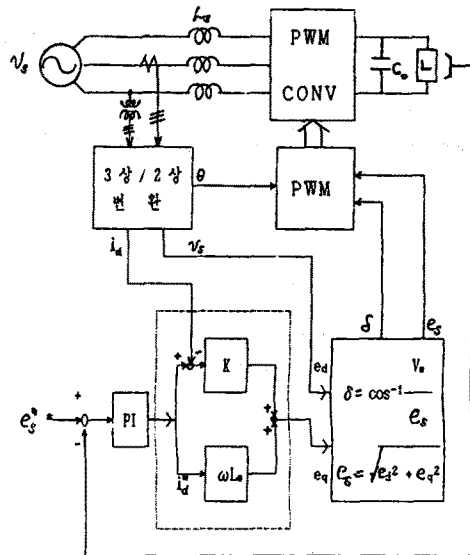


그림 5. 제어회로

4. Simulation

제안된 방식을 그림 5와 식(5)에 의해서 시뮬레이션을 하였을때 그림 6, 그림 7과 같은 응답을 얻었다.

그림 6과 그림 7은 그림 5에서의 \$K\$값을 변화시켰을 경우의 응답이다. 분석결과 과도응답특성은 \$K\$값에 의해서 영향을 받으며, 최적의 \$K\$값을 정하여야 한다. 그림 7에서 \$i_q\$는 0이되지 않고있다. 이는 리액턴스의 권선저항의 영향으로 그림2에서의 벡터도를 만족시키지 못하기 때문이며 실제로는 권선저항이 매우 적으므로 고역률을 유지할 수 있다.

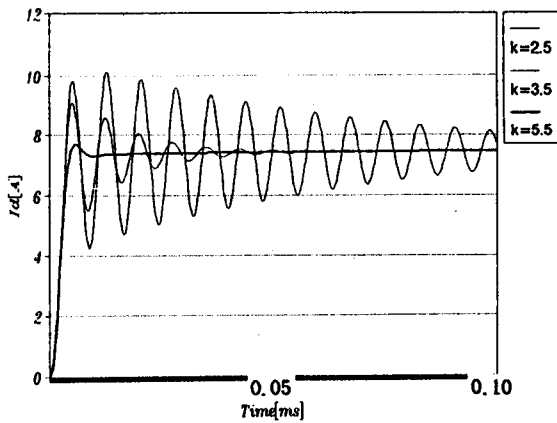


그림 6. I_d 의 응답

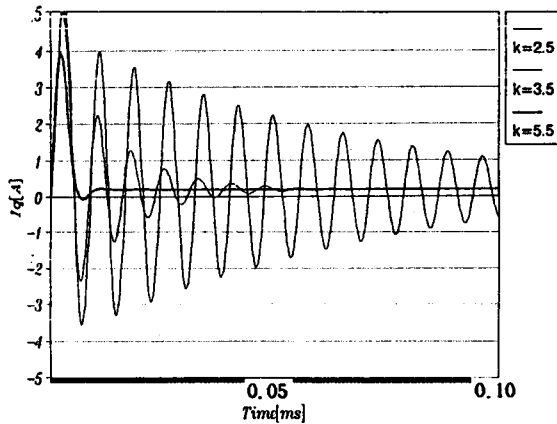


그림 7. I_d 의 응답

4. 결론

제안된 3상 PWM 전압형 컨버터에 대한 과도응답 특성을 고찰한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다. 양호한 DC 전압을 얻을 수 있었고, 고역률의 제어가 가능하였으며, 특히 기동시나 부하의 변동에 따라 생기는 과도상태를 제안된 전류제어기에 의하여 시스템을 운전함으로써 신속하고 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다.

5. References

- 1) A.W.Green, "3-phase voltage sourced reversible rectifier." IEE PROCEEDINGS, Vol. 135, Pt. B, No. 6, NOVEMBER 1988
- 2) Gordon R. Slemon, "Analysis of ac-to dc Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control." IEEE Trans, Vol. 27, No. 2, March/April 1991
- 3) R. Itoh, D.Eng. "Steady-state and transient charac

-teristics for a single-way step-down PWM GTO Voltage-source converter with sinusoidal supply current." IEE PROCEEDINGS, Vol. 136, Pt. B, No 4, JULY 1989, PP168~174.

- 4) J.T. Boys, A.W. Green, BE "Current-forced single-phase reversible rectifier" IEE PROCEEDINGS, Vol. 136, Pt. B, No. 5, SEPTEMBER 1989, PP 205~211.