

왜곡된 입력 전압을 고려한 PWM AC/DC 컨버터 제어기

송홍석, 남광희
포항공과 대학교, 전자전기공학과

A Controller for PWM AC/DC Converter Considering Distorted Input Voltage

Hongseok Song and Kwanghee Nam

Department of Electrical Engineering, POSTECH University,

Abstract - PWM(Pulse Width Modulation) 컨버터의 제어에 있어서, 입력전압의 왜곡을 고려하지 않을 경우, 시스템의 성능 저하를 초래하게 된다. 본 논문은 왜곡된 3상 입력전압이 PWM 컨버터에 미치는 영향을 분석하고, 성능을 개선하기 위한 제어기를 설계한다. 제안된 방식은 단위 역률을 만족시키면서, THD(Total Harmonic Distortion) 및 DC-link 전압의 저차 ripple을 감소시킨다.

그러나, PWM 컨버터의 성능은 입력 전원의 왜곡에 의해서 크게 영향을 받는다. 즉, 왜곡된 3상 입력은 일반적인 PWM 컨버터 동작에 있어서 다음과 같은 영향을 미친다. 입력 전압이 불평형이 되면, PLL(Phase Lock Loop)을 통해서 얻은 위상 정보가 정확하지 않기 때문에, decoupling이 제대로 이루어지지 않는다. 또한 고조파 성분과 negative sequence성분에 의해 고조파 ac 전류가 발생하여 THD가 증가하고, 고조파 유효전력이 발생하여 DC-link전압에 ripple을 발생시킨다.

I. Introduction

PWM 컨버터는 고품질의 DC전원을 공급하면서, 입력 전원의 단위 역률을 만족시키는 기능을 가진다. 또한 위상제어 정류기와 비교해서, 입력단에 전류 ripple이 작기 때문에, 입력 transformer 손실과 magnetic noise가 줄어든다. 따라서, PWM 컨버터는 network을 포함한 전체 시스템 성능을 향상 시키는 역할을 한다.

본 논문에서는 상불평형 성분은 positive와 negative sequence로 분해하여, 서로 독립적으로 보상하고, 고조파 성분은 전향제어를 통해 상쇄시키는 방식을 제안한다. 이방식은 단위 역률 제어 및 입력 전류의 THD와 DC출력 전압의 저차 고조파를 감소시킨다.

II. A Mathematical Description of Distorted Input Voltage

전원은 상불평형과 고조파에 의하여 왜곡되며, 불평형 전원은 실제로 빈번히 일어나는 현상이다. 그림 2는 평형 및 불평형 3상 전원의 파형을 나타내었다. 3상 ac전원의 불평형은 다음과 같은 원인에 의해서 발생한다[1].

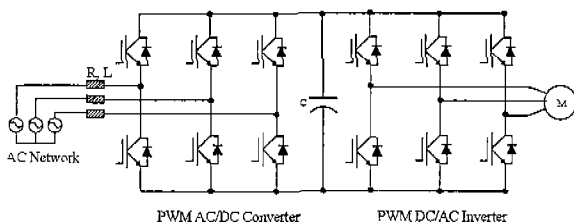


그림1. PWM 컨버터-인버터 system

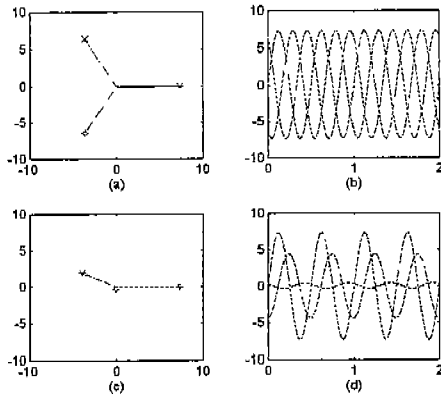


그림 2. 3상 전압의 평형 및 불평형 파형 비교, (a) 평형 전압의 phasor, (b) 평형 전압 형태, (c) 불평형 전압 phasor, (d) 불평형 전압 형태

- ▶ 3상 전원 분배시 각상의 파워 소모량이 틀린 경우
- ▶ 변압기 권선의 상간 불균형시
- ▶ 전송 라인의 임피던스 불균형시
- ▶ 전송 라인의 사고 및 이상에 의한 전원 불균형 발생시

고조파에 의한 전원의 왜곡은 거의 항상 있는 일로서, 주변환경에 따라 왜곡정도가 많이 좌우된다. 일반적으로 diode정류기나, 위상제어 정류기가 많이 사용되기 때문에, 현장에서 PWM 컨버터는 여러개의 위상제어 정류기와 병렬로 동작하게 된다. 이경우, 상당한 양의 5차 및 7차 고조파가 위상제어 정류기로부터 발생하여, 이 고조파가 그대로 PWM 컨버터의 입력 전원을 왜곡시키게 된다.

A. Unbalanced Three Phase Voltage

평형 3상 전원은 다음과 같이 정의 된다. 각 상전압의 크기가 같고, 각 상전압의 위상이 서로 120° 씩 shift되었는 3상 전원을 일컬으며, 다시 말해 식(1)에서 $\theta_a = \theta_b = \theta_c$ 이고, $E_a = E_b = E_c$ 인 경우이다. 불평형 전원은 위상이 서로 120° 씩 shift 되었지 않거나, 상전압의 크기가 서로 일치하지 않는 3상 전원으로 정의되며, 식(1)에서 평형조건 ($\theta_a = \theta_b = \theta_c$ 이고, $E_a = E_b = E_c$)중 어느 하나라도 맞지 않으면 불평형 전원이 된다.

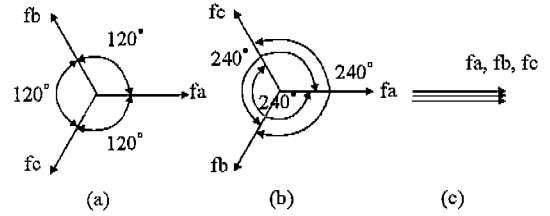


그림 3. Symmetrical Component Pattern
(a) Positive, (b) Negative, (c) Zero Sequence

$$\mathbf{E}_{abc} = \begin{bmatrix} Ea \\ Eb \\ Ec \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{E}_a \cos(\omega t + \theta_a) \\ \hat{E}_b \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_b) \\ \hat{E}_c \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_c) \end{bmatrix} \quad (1)$$

불평형 3상은 대칭 성분 방법(Symmetrical Components Method)에 의하여 두개의 평형 3상 성분(positive와 negative sequence) 및 단상 성분(zero sequence)으로 정확하게 분해가 가능하다 [2]. 대칭 성분인 positive, negative 와 zero sequence는 각각 식(2)-(4)과 같고 이 패턴들은 그림 3에 보였다.

$$\mathbf{f}^1 = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_1) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_1) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{f}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_{-1}) \\ \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi + \varphi_{-1}) \\ \cos(\omega t + \frac{4}{3}\pi + \varphi_{-1}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{f}^0 = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_0) \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \\ \cos(\omega t + \varphi_0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

임의의 3상 전압은 식(5)와 같이 대칭 성분으로 분해가 가능하다.

$$\mathbf{E}_{abc} = \mathbf{E}^1 + \mathbf{E}^{-1} + \mathbf{E}^0 \quad (5)$$

여기서

$$\mathbf{E}^1 = \hat{E}^1 \mathbf{f}^1 \quad : \text{Positive sequence component,}$$

$$\mathbf{E}^{-1} = \hat{E}^{-1} \mathbf{f}^{-1} \quad : \text{Negative sequence component,}$$

$$\mathbf{E}^0 = \hat{E}^0 \mathbf{f}^0 \quad : \text{Zero sequence component,}$$

$$\hat{E}^1 \cos(\phi^1) = [\hat{E}_a \cos(\theta_a) + \hat{E}_b \cos(\theta_b) + \hat{E}_c \cos(\theta_c)]/3,$$

$$\hat{E}^1 \sin(\phi^1) = [\hat{E}_a \sin(\theta_a) + \hat{E}_b \sin(\theta_b) + \hat{E}_c \sin(\theta_c)]/3,$$

$$\hat{E}^{-1} \cos(\phi^{-1}) = [\hat{E}_a \cos(\phi_a) + \hat{E}_b \cos(\phi_b - \frac{4}{3}\pi) + \hat{E}_c \cos(\phi_c - \frac{2}{3}\pi)]/3,$$

$$\hat{E}^{-1} \sin(\phi^{-1}) = [\hat{E}_a \sin(\phi_a) + \hat{E}_b \sin(\phi_b - \frac{4}{3} \pi) + \hat{E}_c \sin(\phi_c - \frac{2}{3} \pi)] / 3,$$

$$\hat{E}^0 \cos(\phi^0) = [\hat{E}_a \cos(\phi_1) + \hat{E}_b \cos(\phi_2 - \frac{2}{3} \pi) + \hat{E}_c \cos(\phi_3 - \frac{4}{3} \pi)] / 3,$$

$$\hat{E}^0 \sin(\phi^0) = [\hat{E}_a \sin(\phi_1) + \hat{E}_b \sin(\phi_2 - \frac{2}{3} \pi) + \hat{E}_c \sin(\phi_3 - \frac{4}{3} \pi)] / 3.$$

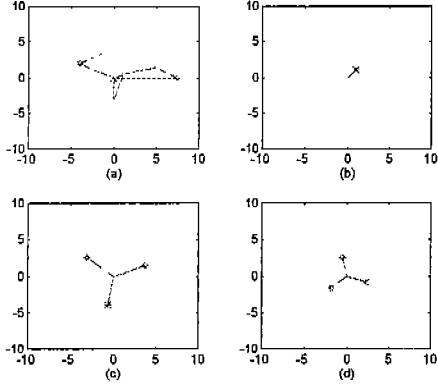


그림 4. (a) 불평형 3상 전압의 symmetrical components method에 의한 분해, (b) zero, (c) positive, (d) negative sequence의 phasor

불평형 3상 전압의 정지 좌표계 공간 벡터는 식(9)로 나타난다. 그림 5는 zero sequence 성분을 제외한 불평형 3상 전압의 정지좌표계에서 시간에 따라 움직이는 모습을 나타낸다. Negative sequence의 크기가 작을수록 원에 가까워져서, positive sequence만 있을 때는 완벽한 원이 된다.

$$\mathbf{E}_{DQ0} = \begin{bmatrix} E_D \\ E_Q \\ E_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

동기좌표계에서 positive와 negative sequence 성분은 각각 식(10),(11)로 표현된다.

$$\mathbf{E}_{dq0} = e^{-j\theta_r} (\mathbf{E}_{Dp} + j \mathbf{E}_{Qp}), \quad (10)$$

$$\mathbf{E}_{dq0} = e^{j\theta_n} (\mathbf{E}_{Dn} + j \mathbf{E}_{Qn}). \quad (11)$$

식(10)-(11)에서 보듯이, 동기 좌표계에는 zero 성분이 나타나지 않는다.

B. Harmonic Components

고조파 및 불평형 왜곡을 포함한 전원은 식(12)와 같이 표현할 수 있다.

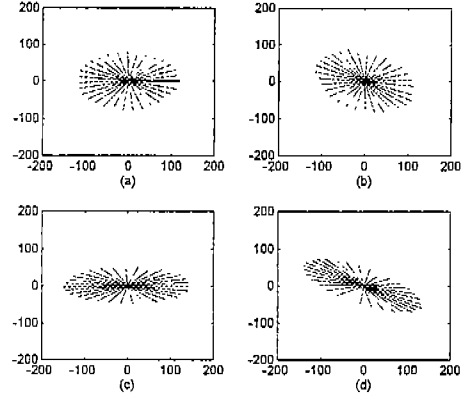


그림 5. Unbalanced three-phase voltage in the stationary frame (a) P=100, N=20, $\Delta \theta = 0$, (b) P=100, N=20, $\Delta \theta = \pi/4$, (c) P=100, N=50, $\Delta \theta = 0$, (d) P=100, N=50, $\Delta \theta = \pi/4$ (P=positive sequence amplitude, N=Negative sequence amplitude, $\Delta \theta = \theta_n - \theta_p$)

$$\mathbf{E}_{abc} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{E}^n_{abc}. \quad (12)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^n_{abc} &= \begin{bmatrix} E^n_a \\ E^n_b \\ E^n_c \end{bmatrix}, \\ &= \begin{bmatrix} \hat{E}^n_a \cos n(\omega t + \theta_n) \\ \hat{E}^n_b \cos n(\omega t + \theta_n - 2\pi/3) \\ \hat{E}^n_c \cos n(\omega t + \theta_n + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Power의 대부분을 차지하는 기본주파수와 기본주파수의 불평형 및 5차와 7차 고조파만을 고려한다면, 식(12)는 식(13)과 같이 간략화 될 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{abc} &= \sum_{n \in \{-1, 1, 5, 7\}} \mathbf{E}^n_{abc} \\ &= \sum_{n \in \{-1, 1, 5, 7\}} [\Gamma^{-1} K(\varphi_n)^{-1} \mathbf{E}^n_{d0}]. \quad (13) \end{aligned}$$

$$\text{여기서, } \Gamma = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix},$$

$$K(\varphi_n) = \begin{bmatrix} \cos \varphi_n & \sin \varphi_n & 0 \\ -\sin \varphi_n & \cos \varphi_n & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\varphi_n = n\omega t + \theta_n.$$

III. General Model of PWM Rectifier

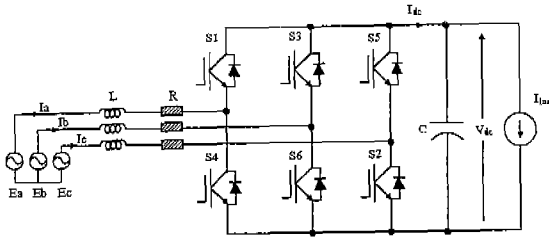


그림 6. Voltage Source PWM 컨버터 구조

일반적인 전압원 형태의 PWM 컨버터 구조는 그림 6과 같고, 수학적 model은 식(14)-(16)와 같이 표현된다.

$$(2E_a - E_b - E_c) = 3Ri_a + 3L \frac{di_a}{dt} + (2V_a - V_b - V_c), \quad (14)$$

$$(2E_b - E_a - E_c) = 3Ri_b + 3L \frac{di_b}{dt} + (2V_b - V_a - V_c), \quad (15)$$

$$(2E_c - E_a - E_b) = 3Ri_c + 3L \frac{di_c}{dt} + (2V_c - V_b - V_a). \quad (16)$$

여기서, V_a, V_b, V_c 는 컨버터의 상전압이고,

E_a, E_b, E_c 는 source 상전압이다.

Zero성분을 제외한 경우, 입력 상전압과 컨버터측의 상전압은 각각의 합이 0이 되고, ($E_a + E_b + E_c = 0, V_a + V_b + V_c = 0$), 저항을 무시하면 컨버터 model은(식(12)-(14)) 식(17)과 같이 간단히 표현될 수 있다.

$$E_a = L \frac{di_a}{dt} + V_a,$$

$$E_b = L \frac{di_b}{dt} + V_b,$$

$$E_c = L \frac{di_c}{dt} + V_c. \quad (17)$$

3상 평형 입력 전압의 경우, 동기 좌표계상에서 컨버터 model을 표현하면 식(18)과 같고, 유효 전력은 식(19)와 같다.

$$\begin{aligned} E_d &= L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + V_a, \\ E_q &= L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + V_q. \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} P &= V_{dc} i_{dc} \\ &= E_a i_a + E_b i_b + E_c i_c \\ &= \frac{3}{2} \text{Re} [\underline{E}_{dq} \cdot \underline{i}_{dq}^*] \\ &= \frac{3}{2} [E_d i_d + E_q i_q]. \end{aligned} \quad (19)$$

3상 입력 전압이 불평형 상태가 되면 동기 좌표계상에서 컨버터 model은 식(20)과 같이 각 주파수 별로 독립적인 모델이 되고, 이때 순시 유효전력과 무효전력은 각각 식(21),(22)와 같이 나타난다.

$$E_d^n = L \frac{d i_d^n}{dt} - n\omega L i_q^n + V_d^n,$$

$$E_q^n = L \frac{d i_q^n}{dt} + n\omega L i_d^n + V_q^n. \quad (20)$$

여기서 $n \in [-\infty, \infty]$.

$$P = V_{dc} i_{dc}$$

$$\begin{aligned} &= \left(\sum_n E_a^n \right) \left(\sum_n I_a^n \right) + \left(\sum_n E_b^n \right) \left(\sum_n I_b^n \right) \\ &\quad + \left(\sum_n E_c^n \right) \left(\sum_n I_c^n \right) \\ &= \frac{3}{2} \text{Re} \left[\left(\sum_n \underline{E}_{dq}^n \right) \cdot \left(\sum_n \underline{i}_{dq}^n \right)^* \right], \end{aligned} \quad (21)$$

$$Q = \frac{3}{2} \text{Im} \left[\left(\sum_n \underline{E}_{dq}^n \right) \cdot \left(\sum_n \underline{i}_{dq}^n \right)^* \right]. \quad (22)$$

여기서, 윗첨자 *는 complex conjugate를 나타낸다.

IV. Analysis of the Effect of Distorted Input Voltage

입력 전압의 왜곡은 PWM 컨버터에 다음과 같은 영향을 준다. 먼저, DC-link에 ripple전류가 발생하여, DC-link전압에 ripple을 유도하게 된다. 식(21)에서 V_{dc} 를 아주 짧은 시간동안 일정하다고 가정하면, DC-link로 가는 전류 i_{dc} 는 식(23)과 같이 ripple성분을 포함하고 있음을 알 수 있다.

$$i_{dc}(t) = \frac{\sum_{n \in \{0, \infty\}} P_n}{V_{dc}(t)}. \quad (23)$$

여기서, P_n 은 순시 유효 전력 P중 n차 주파수 성분이다.

결과적으로 입력 평균 유효전력과 출력 전력이 같다고 가정하면, 고조파 입력 유효전력과 DC-link전압은 식(24)와 같은 관계를 가지고 있다.

$$V_{dc}(t) = \sqrt{\frac{2}{C} \int_{t-\Delta t}^t \left(\sum_{n=2}^{\infty} P_n(\tau) \right) d\tau} + V_{dc}(t - \Delta t). \quad (24)$$

여기서, $P_n = \frac{3}{2} \text{Re} [S_n]$,

$$\begin{aligned}
S_2 &= \underline{E}_{dq}^1 (I_{dq}^{-1} e^{-j2\omega t})^* + (\underline{E}_{dq}^7 e^{j6\omega t}) (I_{dq}^5 e^{j4\omega t})^* \\
&\quad + (\underline{E}_{dq}^{-1} e^{j-2\omega t}) I_{dq}^{1*} + (\underline{E}_{dq}^5 e^{j4\omega t}) (I_{dq}^{7*} e^{j6\omega t})^* \\
&= e^{j2\omega t} (\underline{E}_{dq}^1 I_{dq}^{-1*} + \underline{E}_{dq}^7 I_{dq}^{5*}) \\
&\quad + e^{j-2\omega t} (\underline{E}_{dq}^{-1} I_{dq}^{1*} + \underline{E}_{dq}^5 I_{dq}^{7*}), \\
S_4 &= e^{j4\omega t} \underline{E}_{dq}^5 I_{dq}^{1*} + e^{-j4\omega t} \underline{E}_{dq}^1 I_{dq}^{5*}, \\
S_6 &= e^{j6\omega t} (\underline{E}_{dq}^5 I_{dq}^{-1*} + \underline{E}_{dq}^7 I_{dq}^{1*}) \\
&\quad + e^{j-6\omega t} (\underline{E}_{dq}^{-1} I_{dq}^{5*} + \underline{E}_{dq}^1 I_{dq}^{7*}), \\
S_8 &= e^{j8\omega t} \underline{E}_{dq}^7 I_{dq}^{-1*} + e^{j-8\omega t} \underline{E}_{dq}^{-1} I_{dq}^{7*}.
\end{aligned}$$

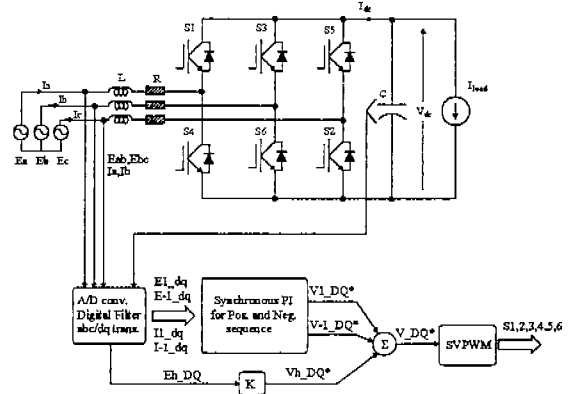


그림 7. 왜곡된 전압을 고려한 PWM AC/DC 컨버터 제어기 구조도

식(25)는 5차, 7차 고조파와, 불평형만을 고려한 경우의 DC-link 전압 ripple이다.

$$\Delta V_{dc}^2(t) = \frac{2}{C} \int_{t-dt}^t [P_2(\tau) + P_4(\tau) + P_6(\tau) + P_8(\tau)] d\tau \quad (25)$$

또한, 기본파 주파수에서 positive sequence만을 고려해서 제어하게 되면, 컨버터 model, 식(20)에서 알수 있듯이, 고조파 전류(i_d^n, i_q^n)가 흐르게 된다. 따라서, AC network상의 전류의 THD가 식(26)과 같이 커지게 된다.

$$\begin{aligned}
THD &= \frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_h}{I_1} \\
&= \frac{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{E_h}{h}}{E_1}
\end{aligned} \quad (26)$$

여기서 $I_h = \frac{E_h}{Lh\omega}$.

V. A Proposed Control Scheme

고조파와 3상 불평형으로 왜곡된 입력 전압의 영향을 최소화하기 위한 제어기는 그림 7과 같다. 고조파 전류를 동기 좌표계상의 PI제어기를 통해 제어하게 되면, 고조파 전류가 시간의 함수로 나타나므로, 제어 성능이 나빠진다. 이를 극복하기 위해서는 높은 주파수대에서 더 큰 gain을 가져야 하는데, 이때 source측 impedance(L,R)가 주파수에 따라 증가하기 때문에, 오히려 높은 주파수에서 gain이 낮아지는 것과 같은 특성을 나타내므로, phase error와 magnitude error가 발생하게 된다. 이런 문제점은 전향 제어를 통해 동기 좌표계 PI제어기의 부담을 덜어줌으로써, 해결할 수

있다. 즉 고조파 전류는 고조파 전압을 이용하여, 전향 보상한다. 이때 digital filter에서 생기는 phase delay는 고조파 전압이 급격히 변하지 않는다는 가정하에, 제어기에서 보상할 수 있다. 결과적으로 고조파 전류가 0에 가깝게 제어되므로, THD가 줄어든다.

단위 역률 제어를 하기 위해서는 순시치 무효 전력을 0이 되도록 해야 한다. 그러나, 제어기의 계산량을 줄이고, 구조를 간단히 하기 위하여 평균치 전력만을 고려한다. 식(27), (28)은 고조파 전류가 제거되었다는 가정하에서 각각 평균 유효 전력과 무효 전력을 나타낸다.

$$\begin{aligned}
\frac{2}{3} P_0 &= (E_d^1 I_d^1 - E_q^1 I_q^1) + (E_d^{-1} I_d^{-1} - E_q^{-1} I_q^{-1}) \\
&\quad + (E_d^5 I_d^5 - E_q^5 I_q^5) + (E_d^7 I_d^7 - E_q^7 I_q^7) \\
&= (E_d^1 I_d^1 + E_d^{-1} I_d^{-1}),
\end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned}
\frac{2}{3} Q_0 &= (E_q^1 I_d^1 - E_d^1 I_q^1) + (E_q^{-1} I_d^{-1} - E_d^{-1} I_q^{-1}) \\
&\quad + (E_q^5 I_d^5 - E_d^5 I_q^5) + (E_q^7 I_d^7 - E_d^7 I_q^7) \\
&= -(E_d^1 I_q^1 + E_d^{-1} I_q^{-1}).
\end{aligned} \quad (28)$$

식(28)에서 positive와 negative성분의 q상 전류를 모두 0으로 제어하면, 평균 무효 전력은 0이 되어서, 역률이 최대화 된다. 결과적으로 식(29)와 같은 조건의 전류 지령이 필요하다.

$$\begin{aligned}
i_q^1 &= 0, \\
i_q^{-1} &= 0.
\end{aligned} \quad (29)$$

고조파 전류가 제거되고, 식 (29)조건이 만족되었다는 가정하에서 고조파 유효 전력은 식 (30)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} P_2 &= \cos 2\omega t [E_d^1 I_d^{-1} + E_d^{-1} I_d^1], \\ \frac{2}{3} P_4 &= (\cos 4\omega t - \sin 4\omega t) [E_d^5 I_d^1], \\ \frac{2}{3} P_6 &= \cos 6\omega t [E_d^5 I_d^{-1} + E_d^7 I_d^1] \\ &\quad + \sin 6\omega t [E_d^5 I_d^{-1} - E_d^7 I_d^1], \\ \frac{2}{3} P_8 &= \cos 8\omega t [E_d^7 I_d^{-1}] - \sin 8\omega t [E_d^7 I_d^{-1}]. \end{aligned} \quad (30)$$

식 (30)에서 알 수 있듯이, THD를 낮추기 위해서 고조파 전류를 0로 하고, 역률을 위해서 positive 와 negative 성분의 q상 전류를 0으로 제어했을 때, 고조파 파워를 모두 0로 만들 수 없다. 결과적으로 DC-link 전압 ripple을 발생시킨다. 그러나 DC-link 전압 ripple 성분에서 고차 고조파에 비해서 저차 고조파의 영향이 더 크기 때문에 저차 고조파, 즉 P_2 를 0으로 만드는 전류 지령치를 식 (31)과 같이 선택한다.

$$\begin{aligned} i_d^1 &= \frac{E_d^1}{(E_d^1)^2 - (E_d^{-1})^2} \frac{2}{3} P_0, \\ i_d^{-1} &= \frac{-E_d^{-1}}{(E_d^1)^2 - (E_d^{-1})^2} \frac{2}{3} P_0. \end{aligned} \quad (31)$$

이렇게 구성된 동기 좌표계상의 PI제어기는 그림 8과 같다.

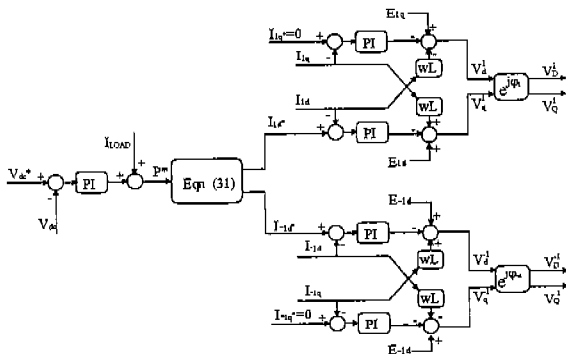


그림 8. Synchronous frame PI Controller

VI. Simulation Result

제안된 제어기는 표 1과 같은 조건에서 simulation 하였다. 일반 제어기를 사용했을 때 왜곡된 전원에 의한 영향은 그림 9와 그림 10에 보였다. 그림 9는 일반 PI제어기를 사용한 컨버터에 입력이 불평형이 된 경우의 simulation 결과이다.

표 1. Simulation 조건

Component	Value
L(입력 inductance)	100 μ H
C(dc-link capacitor)	47000 μ F
Switching frequency	2.4kHz
Line to line source voltage	193 V[rms]
DC-link rated voltage	300 V
Load (dc current source)	500A (dc)
불평형 amplitude	19.3 V (10%)
불평형 phase	30°
5차 고조파 amplitude	19.3 V (10%)
7차 고조파 amplitude	7.72 V (4%)

0.2초에서 전원이 불평형 되었을 때, DC-link 전압의 ripple이 생기는 것을 알 수 있다. 그림 10은 0.2초에서 5차와 7차 고조파가 각각 기본주파수

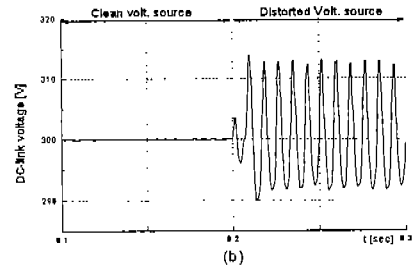
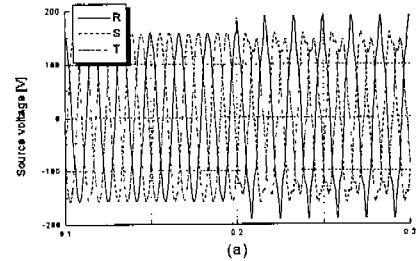


그림 9. 일반적인 제어기에서 불평형 전원 인가시 DC-link 전압

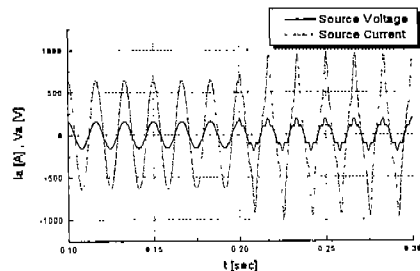


그림 10. 일반적인 제어기에서 입력 전압의 고조파가 상전류에 미치는 영향

크기의 10%, 4% 크기로 입력 전원에 발생했을 때, 상전류에 고조파가 생기는 것을 보여준다.

제안된 제어기에 의한 왜곡전원의 보상은 그림 11과 그림 12에 보였다. 그림 11은 DC-link전압 ripple의 보상전 전압과 보상후 전압을 나타낸다. DC-link전압 ripple이 현격히 감소하는 것을 알 수 있다. 그림 12는 전원에 고조파가 발생한 경우, 상전류 파형과 주파수 spectrum이다.

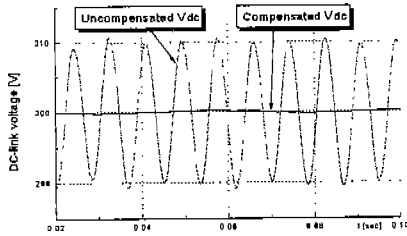


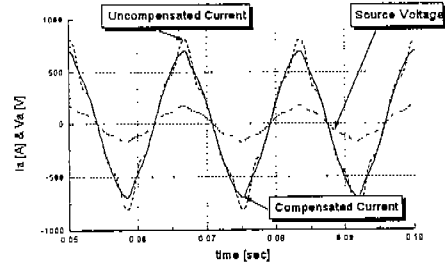
그림 11. DC-link전압 ripple보상

VII. Conclusion

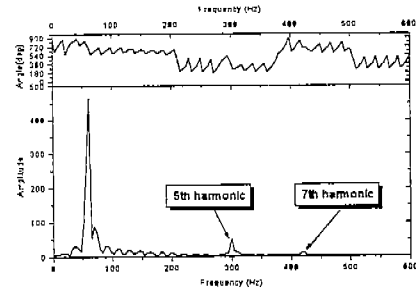
본 논문은 불평형 및 고조파에 의해 왜곡된 입력 전원이 PWM 컨버터에 미치는 영향을 분석하고, 왜곡된 입력전원에 의한 영향을 최소화 시키는 제어기를 제안하였다. 불평형 전원에 대한 제어는 positive와 negative 성분을 각각의 동기좌표계상에서 PI제어기를 통해서 제어했으며, 이는 정지좌표계상의 제어기와 비교하여, 정상상태 오차가 감소하고, 역률이 개선되는 장점이 있다. 또한, 고조파에 대한 영향은 전향 제어기를 통해서 최소화 하였다. 특히, 고조파 전압을 이용한 전향 제어는 제어기의 구조가 간단해지면서도, 고조파 전류를 효과적으로 억제하여서, THD를 최소화할 수 있는 장점이 있었다.

VIII. Reference

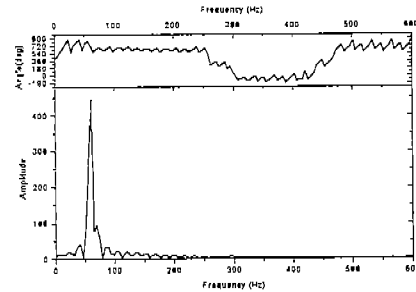
[1] P.N. Enjeti and S.A. Choudhury, "A new control strategy to improve the performance of a pwm ac to dc converter under unbalanced operating conditions", IEEE



(a)



(b)



(c)

그림 12. 고조파 전류 보상, (a) 보상된 전류와 보상전 고조파 전류 (b) 보상전 고조파 전류의 주파수 spectrum, (c) 보상된 전류의 주파수 spectrum.

Trans. Power Elect. Vol.8, No.4, Oct, 1993, p.493-500.

[2] Edith Clarke, "Circuit analysis of a.c. power systems", Vol.1, John Wiley & Sons, 1943.
 [3] L. Moran, P. Ziogas, and G. Joos, "Design aspects of synchronous PWM rectifier - inverter systems under unbalanced input voltage conditions", IEEE Trans. Industry Applicat., Vol. 28, No. 6, Nov, 1992, p1286-1293.
 [4] P. Rioual, H. Pouliquen, and J. Louis, "Regulation of a pwm rectifier in the unbalanced network state using a

- generalized model", IEEE Trans. Power Elect. Vol.11, No.3, May, 1996, p.495-502.
- [5] V. Blasko, V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter", IEEE Trans. Power Elecct., Vol.12, No.1, Jan, 1997, p.116-123.
- [6] D. Vincenti, H. Jin, "A Three-phase regulated PWM rectifier with on-line feedforward input unbalance correction", IEEE Trans. Industrial Elect. Vol. 41, No. 5, Oct, 1994, p.526-532.