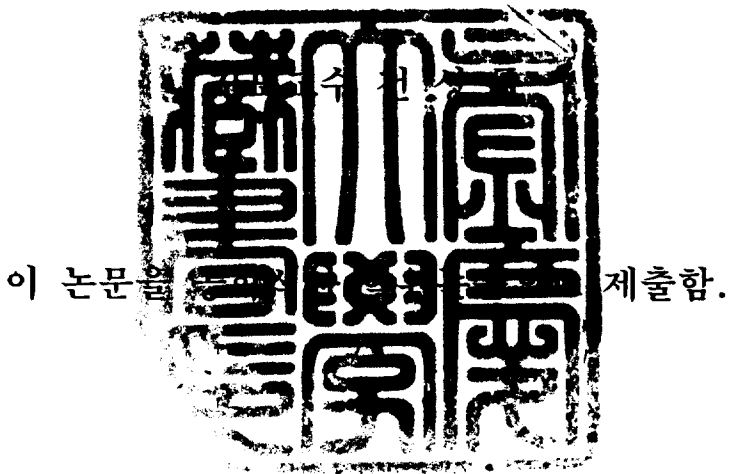


공 학 석 사 학 위 논 문

a-b-c 프레임에 근거한 AC-DC
변환기용 대칭 전류 전락



2006년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 자 공 학 과

이 동 수

이동수의 공학석사 학위논문을 인준함.

2006년 2월

주 심 공학박사

류 지 구



위 원 공학박사

김 인 동



위 원 공학박사

전 성 즘



목 차

Abstract

I. 서론.....	1
II. 전류 제어 및 Decoupling.....	3
III. 대칭 전류 제어 전략.....	7
1. a-b-c 프레임에서 대칭 전류 전략.....	7
2. 대칭 좌표에서 대칭 전류 전략.....	11
IV. A-b-c 프레임에서 PWM.....	23
V. 시뮬레이션 및 실험결과.....	25
VI. 결론.....	28
참고문헌.....	29
부록.....	34

Limited Current Strategy for a Three-Leg AC-DC Converter Under Unbalanced AC Voltage Condition

Dong-Su Lee

Department of Electronic Engineering, Graduate School,
Pukyong National University

Abstract

The three-phase PWM(pulse width modulation) AC-DC converter is widely used for medium to high power applications. The balanced three-phase system has some advantage over the single-phase system. One of advantages is that instantaneous power is constant. But in the case of unbalanced input voltage, a constant instantaneous power and sinusoidal currents are hard to achieve. Limited current strategy that can applied to a three-phase AC-DC converter under unbalanced input voltage condition is discussed. Analytic solution is given on the a-b-c frame, and is very simple, direct and intuitive. This strategy guarantees sinusoidal input currents. All the control functions, including decoupled current control and PWM, are implemented on the a-b-c frame. Accordingly, the controller is very simple and robust. The proposal is verified by simulation and experiments on a prototype operating at 15kHz.

I. 서 론

AC-DC 전력변환 장치는 가 변속 모터 드라이브, 배터리 충전기, UPS 시스템, 용접기 등 산업계 전반에 걸쳐 광범위하게 사용되고 있으며, 대용량 반도체 소자의 개발과 Microprocessor의 발달로 인해 급격한 발전을 이루어 왔다. PWM(Pulse Width Modulation) AC-DC 컨버터는 입력 전원의 역률제어 기능과 고품질의 DC-link 전압 공급기능을 가진다. 그림 1과 같은 PWM AC-DC 변환기는 중대형 응용분야에 널리 쓰이고 있다.

대칭 3상은 단상에 비하여 많은 이점이 있는데 그 중에서도 순시 전력 이 일정할 수 있다는 것은 직류 측 커패시터의 크기를 줄일 수 있어서 경제적으로 아주 큰 이점이다. 그러나 비대칭 전원에서는 일정 전력과 정현파 전류를 얻는 것은 쉬운 일이 아니다[1-3]. 비대칭 전원하의 변환기를 제어하기 위하여 d-q 변환에 근거한 p-q 이론이나 대칭좌표이론이 쓰이고 있다. 그런데 3상 3선 식에서 3상전류는 서로 독립적이지 못하다. 단순한 제어를 위하여 d-q 변환을 하면 독립 변수가 2개로 주어지므로 제어기를 간단히 구성할 수 있다. 그러나 원래 주어진 변수들과 최종적으로 만들어낼 스위칭 함수는 a-b-c 프레임에서 주어져야 하므로 효과적인 방법이라고 할 수 없다. 그리고 대칭좌표이론은 정상상태에서 효과적인 오차제거 및 빠른 과도응답 특성을 얻기 위해 모델링 하는데 사용된다. 그러나 이와 같은 제어기는 입력전압이 평형일 때를 전제조건으로 하므로 입력전압이 불 평형일 경우에는 역상분 전압에 의해 입력 전류와 직류 링크 전압에 2차 고조파 성분이 나타나게 되어 시스템의 성능이 저하된다. 따라서 이 것 또한 효과적인 방법이라고 볼 수 없다[3-11].

본 논문에서는 비대칭 전원 하에서 최소의 대칭 전류를 제공하는 해를 a-b-c 프레임에서 구현하였다. 전류제어기는 전류 명령을 추적하기 위해 디자인 되었다[12-13]. 정현파 입력전류의 제공 없이 a-b-c 프레임에서 전류가 분리된 제어 상태가 주어져 있다. 일정한 주파수에 기초한 PWM 은 전류를 제어하기 위해 사용되고 히스테리시스 전류 제어 PWM 보다 더 좋은 성능을 제공한다[14,15]. 최근에 공간 벡터 PWM(SVPWM)과 불연속 PWM이 정현파 PWM(SPWM)의 약간의 수정에 의해 반송파와 비교하여 얻을 수 있음이 알려져 있다[19-32]. 보통, 반송파 비교 PWM 은 a-b-c 프레임 상에서 실행된다. 대칭전류 전략은 불 평형한 입력상태 하에서 정현파 입력전류를 보장하며 불 평형한 상태 하에서 a-b-c 프레임에 기초한 제어가 d-q 프레임에 기초한 제어보다 더 편리하고 매력적이라는 것이 증명된 제어 시스템에서 쉽게 보여 진다[16].

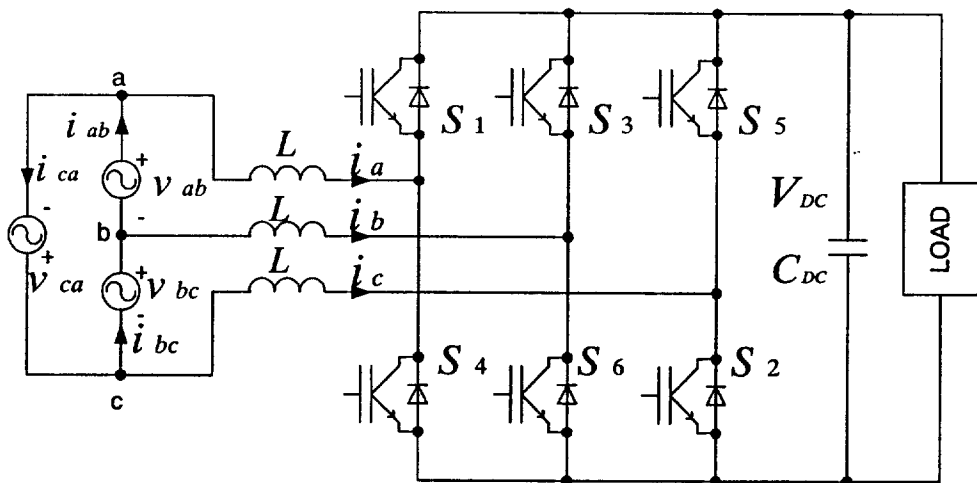


그림 1. 3상 AC-DC 변환기

II. 전류제어 및 Decoupling

대부분의 AC-DC 변환기는 그림 2와 같은 구조로 구현될 수 있다. 직류링크 제어기는 직류 측 전압을 제어하면서 기준 전류 신호를 생성한다. 전류 제어기는 선 전류가 기준 전류 신호를 추종하도록 제어한다. 본 논문에서 다물 대칭전류 전략은 동일 한 구조의 제어기를 사용한다.

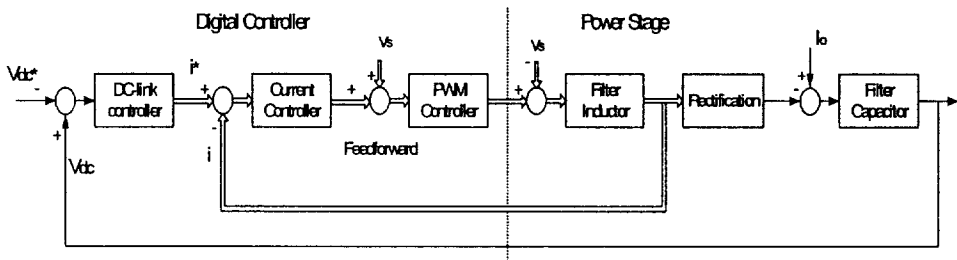


그림 2. 제어 루프의 구성

그림 3은 그림 2의 내부 루프를 보다 자세하게 그린 것이다. 기준 전류 신호(i_a^* , i_b^* , i_c^*)가 가져야하는 중요한 성질 중의 하나는 세 신호의 합이 항상 영이어야 한다. 그것은 실제 전류(i_a , i_b , i_c)의 합이 항상 영이기 때문이다. 만일 그 합이 영이 아닌 기준제어신호가 제공된다면 제어기는 달성할 수 없는 목표가 제공된 것이므로 정상적인 동작을 기대할 수 없다.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1)$$

$$i_a^* + i_b^* + i_c^* = 0 \quad (2)$$

만일 전류 제어기가 선형제어기라면 전류제어기의 출력신호는 그 합이 영이 될 것이다.

$$\Delta v_a^* + \Delta v_b^* + \Delta v_c^* = 0 \quad (3)$$

이 출력신호는 PWM 변환기의 변조신호가 된다. 이 신호에 따라 PWM 변환기는 그 출력을 생성한다. 일반적으로 PWM 변환기는 고유한 이득을 가지는 선형 증폭기로 생각할 수 있다. 가상 중선 점에 대한 선 전압인 v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} 는 다음의 상태를 만족한다.

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (4)$$

인덕터에는 PWM 변환기 출력과 가상 중선 점에 대한 전압의 차가 인가되어 실 전류가 형성된다. 세 AC 인덕터의 값이 동일하다면 전류의 합이 영이 되고 PWM 변환기 입력 즉 변조 신호를 전류제어기 출력에서 가상 중선 점에 대한 전압을 뺀 신호를 가하면 그림 4와 같이 전원의 가상 중선 점과 부하의 가상 중선 점을 연결할 수 있어 전력 부는 단순화 되고 각 선의 전류는 독립적으로 제어된다. 2개의 전류 제어루프가 분리되었기 때문에 이 디자인은 매우 단순하고 a-b-c 프레임 상에서 만들 수 있다.

실제 시스템에서는 측정 등의 오차로 실 전류의 합이 영이 아닌 것처럼 주어질 수 있다. 이런 경우 제어는 정상적으로 이루어지지 않는다. 그래서 전류 제어기는 두 개만을 구성하고 나머지 하나의 제어기 출력은 다른 두 제어기 출력으로부터 구하는 것이 좋다. PI-타입 제어기는 전류 제어기로 사용될 수 있다. 전류제어기의 가상 중선 점에 대한 선 전압의 feed-forwarding은 제어 성능을 향상시킨다. 가상 중선 점에 대한 선 전압은 선간 전압으로부터 다음과 같이 주어진다.

$$v_{sa} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \quad (5a)$$

$$v_{sb} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \quad (5b)$$

$$v_{sc} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \quad (5c)$$

이 전압들은 불연속 PWM과 전류 소스 타입의 AC-DC 컨버터를 제어하기 위해 사용된다[17-18].

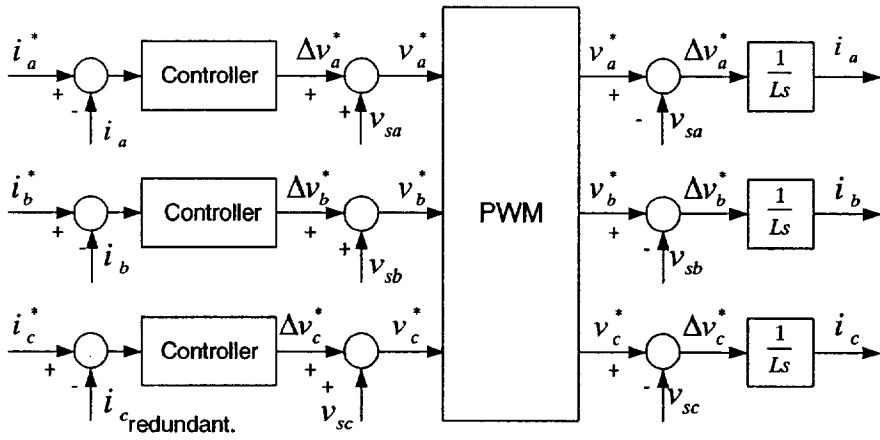


그림 3. 내부 루프의 구성

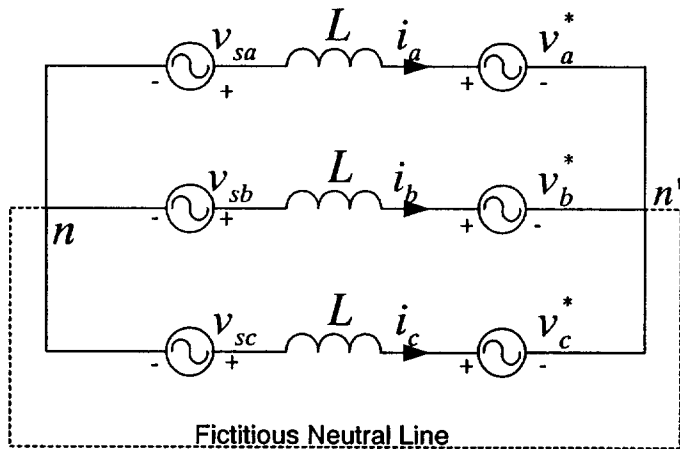


그림 4. 단순화한 전력부

Ⅲ. 대칭 전류 전략

1. a-b-c 프레임에서 대칭 전류 전략

변환기의 전력 소자의 입장에서 본다면 각 선의 전류의 최대치가 작은 것이 유리하다. 그리고 최대치가 가장 작은 전류는 대칭 전류를 흘려서 얻을 수 있다. 따라서 동일한 대칭 전류로 최대의 전력을 전달하는 것이 바람직하다.

대부분의 경우에, 변환기의 전류의 범위에 의해서 선 전류는 제한된다. 이 전략의 목적은, 같은 크기와 상차를 갖는 평형한 3상 선 전류를 고려해 보자는 것이다. 평형 3상전류는 그림 5와 같이 크기는 서로 같고 ϕ 과 ϕ_2 는 다음의 관계를 가진다.

$$|I_a| = |I_b| = |I_c|$$

$$\phi_2 = \frac{2\pi}{3} - \theta - \phi_1 \quad (6)$$

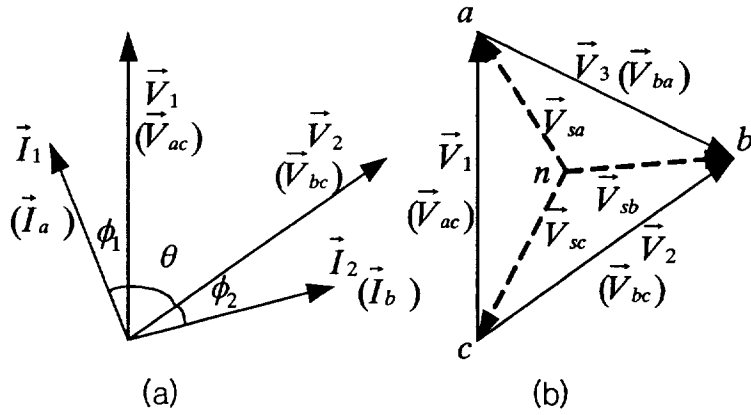


그림 5. Voltage and current phasor when limited current control is achieved (a) a-b-c frame (b) line-to-fictitious-neutral voltages

선간 전압은 순시치로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{ac} = V_{1m} \sin \omega t \quad (7)$$

$$v_{bc} = V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \quad (8)$$

$$v_{ab} = V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \quad (9)$$

선 전류의 순시치는 다음과 같이 표현할 수 있고

$$i_1 = I_m \sin(\omega t + \phi_1) \quad (10)$$

$$i_2 = I_m \sin(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}) \quad (11)$$

순시전력은 다음과 같이 주어진다.

$$p = v_{ac}i_1 + v_{bc}i_2 \quad (12)$$

따라서

$$\begin{aligned} p &= V_{1m}I_m \sin\omega t \sin(\omega t + \phi_1) + V_{2m}I_m \sin(\omega t - \theta) \sin(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ &= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos\phi_1 + V_{2m} \cos\phi_2) \\ &\quad - \frac{I_m}{2} \left(V_{1m} \cos(2\omega t + \phi_1) + V_{2m} \cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{aligned} \quad (13)$$

이 때 평균전력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T p dt \\ &= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos\phi_1 + V_{2m} \cos\phi_2) \end{aligned} \quad (14)$$

평균전력은 다음과 같이 표현할 수 있고

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2) \\
 &= \frac{I_m}{2} \sqrt{(V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2)^2} \\
 &= \frac{I_m}{2} \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos(\phi_1 + \phi_2) - (V_{1m} \sin \phi_1 - V_{2m} \sin \phi_2)^2} \quad (15)
 \end{aligned}$$

$V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos(\phi_1 + \phi_2) \geq 0$ 이므로 최대전력이 되려면 다음의 조건을 만족하면 된다.

$$V_{1m} \sin \phi_1 - V_{2m} \sin \phi_2 = 0 \quad (16)$$

$$V_{1m} \sin \phi_1 = V_{2m} \sin \phi_2$$

따라서 동일한 크기의 전류로 최대전력을 얻기 위한 ϕ_1 과 ϕ_2 는 다음과 같다.

$$\frac{\sin \phi_1}{\cos \phi_1} = \frac{V_{2m} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{V_{1m} + V_{2m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)} = \tan \phi_1$$

따라서

$$\phi_1 = \arctan \left(\frac{V_{2m} \sin \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)}{V_{1m} + V_{2m} \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)} \right) \quad (17a)$$

$$\phi_2 = \arctan \left(\frac{V_{1m} \sin \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)}{V_{2m} + V_{1m} \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)} \right) \quad (17b)$$

이 때 평균 전력은 식 (14)와 같으므로 a-b-c 프레임에서는 다음과 같은 크기를 갖는 전류를 대칭으로 흘리면 가장 적은 최대전류(전류 스트레스)가 얻어진다.

$$I_m = \frac{2P}{\sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)}} \quad (18)$$

2. 대칭 좌표에서 대칭 전류 전략

대칭 좌표에서 최대전류를 구하면 a-b-c 프레임에서 구한 것과 같음을 확인할 수 있다.

대칭 좌표에서 최대전류를 구하기 위해 식(5)를 이용하여 전압의 영상분과 정상분, 역상분을 구한다.

$$\begin{aligned}
v_{sa} &= \frac{1}{3} \left(-V_{2m} \sin (\omega t - \theta) + V_{1m} \sin \omega t + V_{1m} \sin \omega t \right) \\
&= \frac{1}{3} \left(2V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin (\omega t - \theta) \right) \quad (19a)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{sb} &= \frac{1}{3} \left(V_{2m} \sin (\omega t - \theta) + V_{2m} \sin (\omega t - \theta) - V_{1m} \sin \omega t \right) \\
&= \frac{1}{3} \left(-V_{1m} \sin \omega t + 2V_{2m} \sin (\omega t - \theta) \right) \quad (19b)
\end{aligned}$$

$$v_{sc} = \frac{1}{3} \left(-V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin (\omega t - \theta) \right) \quad (19c)$$

따라서 전압의 영상분(v_0) 과 정상분(v_p), 역상분(v_n)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
v_0 &= \frac{2}{9} V_{1m} \sin \omega t - \frac{1}{9} V_{2m} \sin (\omega t - \theta) \\
&\quad - \frac{1}{9} V_{1m} \sin \omega t + \frac{2}{9} V_{2m} \sin (\omega t - \theta) \\
&\quad - \frac{1}{9} V_{1m} \sin \omega t - \frac{1}{9} V_{2m} \sin (\omega t - \theta) = 0 \quad (20)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_p &= \frac{1}{9} \left(3V_{1m} \sin \omega t + 3V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
 &= \frac{1}{3} \left(V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (21)
 \end{aligned}$$

$$v_n = \frac{1}{3} \left(V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (22)$$

전압(v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})의 영상분과 정상분, 역상분을 구하였다. 영상분은 '0'이므로 각 전압은 정상분과 역상분의 합으로 표현된다. 최대전력을 얻기 위해서는 전류가 전압과 위상이 같으면 된다.

따라서

$$v_p = \frac{1}{3} \left(V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

여기서 $-\theta + \frac{2\pi}{3} = A$ 라고 가정하면

준 식은

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{3} (V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} \sin (\omega t + A)) \\
 &= \frac{1}{3} (V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} (\sin \omega t \cos A + \cos \omega t \sin A)) \\
 &= \frac{1}{3} ((V_{1m} + V_{2m} \cos A) \sin \omega t + V_{2m} \sin A \cos \omega t)
 \end{aligned}$$

여기서 $V_{1m} + V_{2m} \cos A = X$, $V_{2m} \sin A = Y$ 라고 가정하면
준 식은

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{3} \sqrt{X^2 + Y^2} \left(\frac{X}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \sin \omega t + \frac{Y}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \cos \omega t \right) \\
 &= \frac{1}{3} \sqrt{X^2 + Y^2} (\cos \alpha \sin \omega t + \sin \alpha \cos \omega t) \\
 &= \frac{1}{3} \sqrt{X^2 + Y^2} \sin(\omega t + \alpha)
 \end{aligned}$$

따라서

$$\tan \alpha = \frac{Y}{X} = \frac{V_{2m} \sin A}{V_{1m} + V_{2m} \cos A} = \frac{V_{2m} \sin (\frac{2\pi}{3} - \theta)}{V_{1m} + V_{2m} \cos (\frac{2\pi}{3} - \theta)}$$

따라서

$$\alpha = \arctan \left(\frac{V_{2m} \sin \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)}{V_{1m} + V_{2m} \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)} \right) = \phi_1 \quad (23)$$

$$\sqrt{X^2 + Y^2} = \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)} \quad (24)$$

따라서 전압의 정상분은 다음과 같다.

$$v_p = \frac{1}{3} \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right)} \sin(\omega t + \phi_1) \quad (25)$$

대칭 3상에서 평균전력은 다음과 같다.

$$P = 3V_{Prms} I_{1rms} = \frac{3}{2} V_{Pm} I_{1m} \quad (26)$$

따라서 전류(i_1)는 식 (25), (26)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
i_1 &= \frac{2P}{3V_{pm}} \sin(\omega t + \phi_1) \\
&= \frac{2P}{\sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos(\frac{2\pi}{3} - \theta)}} \sin(\omega t + \phi_1) \quad (27)
\end{aligned}$$

대칭 좌표에서 최대전력이 되는 전류(i_1)는 a-b-c 프레임에서 구한 전류와 같음을 확인할 수 있다. 따라서 대칭 좌표에서 구한 순시전력과 평균전력이 a-b-c 프레임에서 구한 것과 같음을 예상할 수 있고 다음의 과정을 통하여 증명하겠다.

$I_{1m} = I_m$ 이라고 가정하면 대칭전류(i_1, i_2, i_3)는 다음과 같다.

$$i_1 = I_m \sin(\omega t + \phi_1) \quad (28a)$$

$$i_2 = I_m \sin(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}) \quad (28b)$$

$$i_3 = I_m \sin(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}) \quad (28c)$$

순시전력은 다음과 같이 주어진다.

$$p = v_{sa}i_1 + v_{sb}i_2 + v_{sc}i_3 \quad (29)$$

평균전력은 순시전력의 각 항의 평균값의 합으로 구할 수 있다. 따라서

각 항의 평균값을 구하면 다음과 같다.

$v_{sa}i_1$ 의 평균값($V_{sa}I_1$)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 V_{sa}I_1 &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{3} (2V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin(\omega t + \phi_1) dt \\
 &= -\frac{I_m}{6} \left(-2V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \left(\phi_2 - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (30)
 \end{aligned}$$

$v_{sb}i_2$ 의 평균값($V_{sb}I_2$)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 V_{sb}I_2 &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{3} (-V_{1m} \sin \omega t + 2V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin \left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) dt \\
 &= -\frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos \left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3} \right) - 2V_{2m} \cos \phi_2 \right) \quad (31)
 \end{aligned}$$

$v_{sc}i_3$ 의 평균값($V_{sc}I_3$)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 V_{sc}I_3 &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{3} (-V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin \left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3} \right) dt \\
 &= -\frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos \left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{2m} \cos \left(\phi_2 - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \quad (32)
 \end{aligned}$$

따라서 평균전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P &= V_{sa} I_1 + V_{sb} I_2 + V_{sc} I_3 \\
 &= -\frac{I_m}{6} \left(-2V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \left(\phi_2 - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
 &\quad - \frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos \left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3} \right) - 2V_{2m} \cos \phi_2 \right) \\
 &\quad - \frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos \left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{2m} \cos \left(\phi_2 - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\
 &= -\frac{I_m}{6} (-3V_{1m} \cos \phi_1 - 3V_{2m} \cos \phi_2) \\
 &= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2) \tag{33}
 \end{aligned}$$

대칭 좌표에서 구한 평균전력(식 (33))은 a-b-c 프레임에서 구한 평균 전력(식 (14))과 같음을 확인 할 수 있다. 따라서 순시전력 또한 같음을 다음의 증명을 통하여 확인할 수 있다. 대칭 좌표에서 순시전력은 다음과 같다.

$$p = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{3} (2V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin(\omega t + \phi_1) \\
&+ \frac{1}{3} (2V_{2m} \sin(\omega t - \theta) - V_{1m} \sin \omega t) \cdot I_m \sin\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\
&+ \frac{1}{3} (-V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\
&= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2) \\
&\quad - \frac{I_m}{2} \left(V_{1m} \cos(2\omega t + \phi_1) + V_{2m} \cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (34)
\end{aligned}$$

위 증명과정을 통하여 a-b-c 프레임에서 구한 최대전력이 되는 전류와 대칭좌표에서 구한 전류가 같음을 확인할 수 있다. 대칭좌표에서 최대전력이 되는 전류를 구하기 위해서는 전압의 영상분, 정상분, 역상분을 따로 구해야 하므로 과정이 복잡하다. 그러나 a-b-c 프레임에서 구할 때는 전압과 전류를 곱해서 구하면 되므로 훨씬 간단하다. 이는 제어기를 설계할 때 대칭 좌표 방법을 사용하면 측정된 전압을 바로 사용할 수 없고 전압의 대칭성분으로 바꾸어 사용해야 함을 의미한다. 그에 비해 a-b-c 프레임에서는 측정된 전압을 바로 사용할 수 있다. 따라서 a-b-c 프레임 방법이 대칭 좌표 방법보다 더 편리하고 유용함을 확인할 수 있고 표 1로 정리하였다.

표 1. a-b-c 프레임과 대칭 좌표 방법 비교

a-b-c 프레임	대칭 좌표
선간전압 v_{ac}, v_{bc} 구한다. $v_{ac} = V_{1m} \sin \omega t$ $v_{bc} = V_{2m} \sin(\omega t - \theta)$ (V_{1m}, V_{2m}, θ 은 측정값)	선간전압 v_{ac}, v_{bc}, v_{ab} 을 구하고 이로부터 가상 중선점에 대한 선 전압 v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} 를 구한다. $v_{ac} = V_{1m} \sin \omega t$ $v_{bc} = V_{2m} \sin(\omega t - \theta)$ $v_{ab} = V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)$ $v_{sa} = \frac{1}{3} (2V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta))$ $v_{sb} = \frac{1}{3} (-V_{1m} \sin \omega t + 2V_{2m} \sin(\omega t - \theta))$ $v_{sc} = \frac{1}{3} (-V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta))$ (V_{1m}, V_{2m}, θ 은 측정값)
선 전류 i_1는 선간전압 v_{ac} 와 크기가 다르고 위상차가 ϕ_1 만큼 나므로 다음과 같이 표현할 수 있다. $i_1 = I_m \sin(\omega t + \phi_1)$ 선 전류 i_2는 i_1과 대칭이므로 $i_2 = I_m \sin(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3})$	선 전류 i_1는 선간전압 v_{sa}의 정상분과 역상분 으로부터 구한다. 정상분(V_p) $v_p = \frac{1}{3} \left(V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$ 역상분(V_n) $v_n = \frac{1}{3} \left(V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)$ 정상분이 역상분보다 클 때 정상분 으로부터 선 전류(i_1)을 유도한다. 정상분은 다음과 같이 표현할 수 있다 $v_p = \frac{1}{3} \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos(\frac{2\pi}{3} - \theta)} \sin(\omega t + \phi_1)$

	선 전류는 정상분과 위상은 같고 크기만 다르므로 다음과 같이 표현할 수 있다. $i_1 = I_m \sin(\omega t + \phi_1)$ i_2, i_3는 i_1 과 대칭이므로 $i_2 = I_m \sin(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3})$ $i_3 = I_m \sin(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3})$
최대전력이 되는 위상 ϕ_1, ϕ_2는 다음과 같다. $\phi_1 = \arctan \left(\frac{V_{2m} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{V_{1m} + V_{2m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)} \right)$ $\phi_2 = \arctan \left(\frac{V_{1m} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{V_{2m} + V_{1m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)} \right)$ 평균전력이 P로 일정할 때 전류 i_1의 크기는 다음과 같다. $I_{1m} = \frac{2P}{\sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}}$	최대전력이 되는 위상 ϕ_1, ϕ_2는 다음과 같다 $\phi_1 = \arctan \left(\frac{V_{2m} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{V_{1m} + V_{2m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)} \right)$ $\phi_2 = \arctan \left(\frac{V_{1m} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{V_{2m} + V_{1m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)} \right)$ 평균전력이 P로 일정할 때 전류 i_1의 크기는 대칭 3상에서 평균전력 공식에 의하여 다음과 같다. $I_{1m} = \frac{2P}{3V_{pm}}$ $= \frac{2P}{\sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m}V_{2m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}}$

순시전력 p 는 다음과 같다. $p = v_{ac}i_1 + v_{bc}i_2$	순시전력 p 는 다음과 같다. $p = v_{sa}i_1 + v_{sb}i_2 + v_{sc}i_3$
평균전력 P 는 다음과 같다. $P = \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2)$	평균전력 P 는 다음과 같다. $P = \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2)$

IV. a-b-c 프레임에서 PWM

SPWM은 매우 널리 보급되어 있는 PWM방식으로 일반적으로 a-b-c 프레임에서 실현되고, 불 평형한 3상 시스템에 적용할 수 있다. 그림 6에서 보여 지듯이 대부분의 PWM 방식은 SPWM을 약간 수정한 것이다 [19-35]. v_z 은 제로-시퀀스 또는 명령-모드 전압으로 알려져 있다. 이 전압은 선간 출력전압에는 영향을 미치지 않으며, 출력전압은 t_1 과 t_2 에 의해서만 결정된다. 제로-시퀀스 전압은 t_0 와 t_3 에 영향을 준다. 3차고조파 투입 PWM은 3차 고조파 전압을 더하므로 얻을 수 있고[20], 변조지수가 높을 때 SPWM 보다 더 좋은 특성을 가지는 것으로 알려져 있다. t_0 와 t_3 가 두개의 같은 상태 기간 동안의 SVPWM은 다음의 제로-시퀀스 전압을 가하여 얻을 수 있다[27].

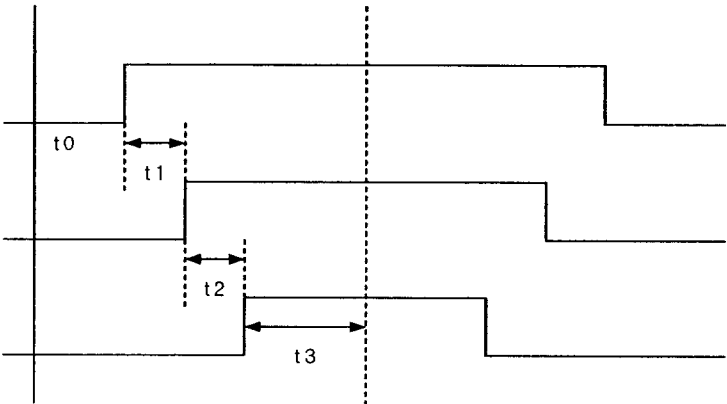
$$v_z = \frac{1}{2} \text{median} (V_a^*, V_b^*, V_c^*) \quad (35)$$

여기서 “median”은 주어진 변수 값 사이에서 중간 값을 선택하는 함수이다. 불연속 PWM 또는 단일상태를 가진 SVPWM은 다음의 제로-시퀀스 전압을 가하여 얻을 수 있다.

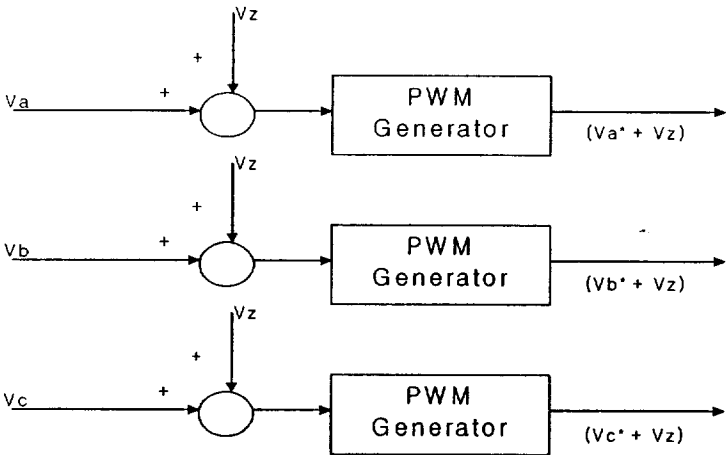
$$v_z = \frac{1}{2} V_{DC} \cdot \text{sgn}(\text{extr}(v_a^*, v_b^*, v_c^*)) - \text{extr}(v_a^*, v_b^*, v_c^*) \quad (36)$$

여기서 “sgn”은 편각이 양일 때 1의 값을 가지고 음일 때 -1을 가지는

signum 함수이고, "extr"은 주어진 변수 값 사이에서 가장 큰 값을 선택하는 함수이다.



(a)



(b)

그림 6. PWM generation

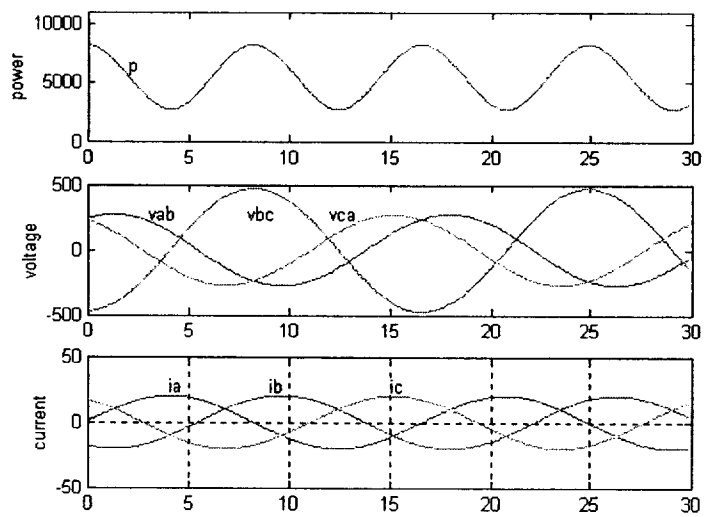
(a) generic PWM waveforms, and (b) generalized PWM blocks.

V. 시뮬레이션 및 실험결과

불평형 전압을 얻기 위하여 전원측 a 선을 실제 중성점에 단락시켜 V_{ab} , V_{ca} 는 139[V], V_{bc} 는 240[V]로 만들어 불평형률이 39.5[%]가 되었다. 테이블 I 은 시뮬레이션 상태를 보여주고, 그림 7은 대칭전류 전략에 따른 실험 결과를 보여준다. middle trace는 선간전압이다. bottom trace는 선 전류이다. upper trace는 변환기(컨버터)로 유입되는 전력이다. 평균 전력은 5.5kW이다. 대칭전류 전략은 정현과 입력을 만들어내고 가장 작은 최대 전류를 만들어준다. 그림 8은 실험 구성을 보여준다. 모든 제어기는 Texas Instrument사의 TMS320F2812로 실현된다. PWM을 만들기 위하여 다양한 방법이[33-35] 제안되었지만 이 전략에서는 3상의 PWM 생성 능력을 가지는 디지털 신호 처리기(DSP)를 사용하였다. 그림 9는 실험결과를 보여준다. 대칭전류 전략은 a-b-c 프레임에서 구현될 수 있음을 알 수 있다. a-b-c 프레임에서의 제어는 d-q 프레임에서의 제어 보다 손쉽고 유연성이 있다고 하겠다.

Table I. 시뮬레이션 상태

V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	불 평형(%)
139	240	139	39.5



$S = 6149 \text{ VA}$
 $V = 249.2 \text{ V}$
 $I = 24.67 \text{ A}$

그림 7. 대칭전류 전략

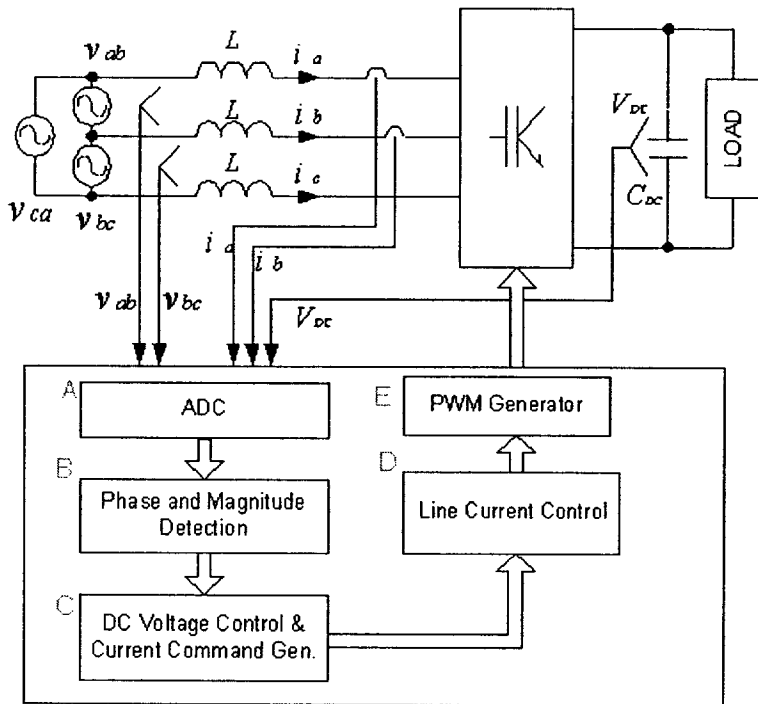


그림 8. 실험 구성

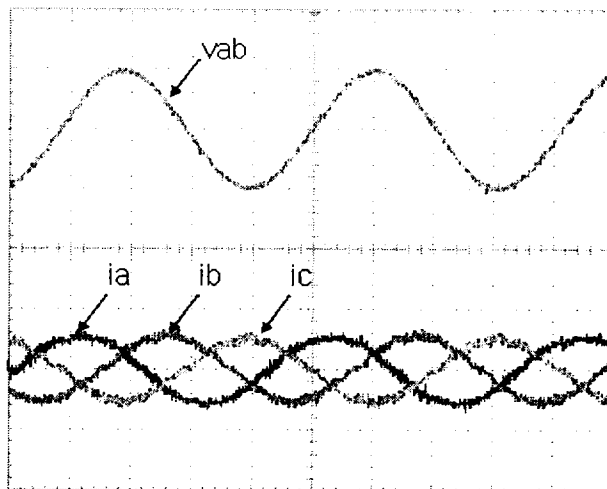


그림 9. 실험 결과

(voltage 200[V/div], current [50A/div])

VI. 결론

본 논문은 입력전압이 불 평형한 3상 AC-DC 컨버터에 적용할 수 있는 대칭전류 전략에 관하여 연구하였다. a-b-c 프레임에서 최대전력이 되는 전류를 구하고 이것이 대칭좌표에서 구한 최대전력이 되는 전류와 같음을 증명을 통하여 확인하였다. 이를 통하여 a-b-c 프레임에서 구하는 것이 대칭좌표로 구하는 것보다 훨씬 간단하고 유용한 방법임을 증명하였다. 그리고 이 전략은 정현파 입력전류를 제공하였다. Decoupling된 전류 제어기 또는 PWM을 포함한 모든 제어 함수들은 a-b-c 프레임 상에서 구현 되었다. 제안한 것은 15kHz로 동작하는 prototype으로 입증하였다. 이 제안이 AC-DC 변환기의 성능을 향상시킬 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas and M. Ehsani, "Unbalanced PWM Converter Analysis and Corrective Measures," in Proc, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1989, pp.861-870.
- [2] M.H Rashid and A.I. Maswood, 'Analysis of Three-Phase AC-DC Converters under Unbalanced Supply Conditions,"IEEE Trans.Industry Applications, Vol.24, No. 3, pp.449-455, 1988.
- [3] P.N. Enjeti and P.D. Ziogas, "Analysis of a Static Converter under Unbalance: A Novel Approach, " IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 37, No. 1, pp.91-93, 1990.
- [4] C.T. Pan and J.J. Shieh "A Family of Closed-Form Duty Cycle Control Laws for Three-Phase Boost AC/DC Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 45, No. 4, pp.530-543, 1998.
- [5] H.S. Song and K.H. Nam, "Dual Current Control Scheme for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, pp.953-959, 1999.
- [6] G.Saccomando and J.Svensson, "Transient Operation of Grid-connected Voltage Source Converter under Unbalanced Voltage Condition," in Proc, IEEE IAS Annual Meeting, 2001, pp.2419-2424.
- [7] J.K. Kang S.K. Sul, "Control of Unbalanced Boltage PWM Converter Using Instantaneous Ripple Power Feedback," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1997, pp.503-508.
- [8] K.S. Park, S.C. Ahn, D.S. Hyun and S.Y. Choe, "New Control Scheme for

- 3-phase PWM AC/DC Converter under Unbalanced Input Voltage Conditions," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2000, pp.501-505.
- [9] D. Vincenti and H. Jin, "A Generalized Approach for Input Unbalance Correction in Poly-phase PWM Converters," in Proc. IEEE IECON,95, pp.365-369.
- [10] H.Akagi, Y.Kanazawa and A. Nabae "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 20. No. 3, pp.625-630,1984.
- [11] 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 Trans. Power Electronics, Vol. 8, No. 4, pp.493-500, 1993.
- [12] A.V. Stankovic and T.A. Lipo, "A Novel Control Method for Input Output Harmonic Elimination of the PWM Boost Type Rectifier Under Unbalanced Operating Conditions,"IEEE TransPowerElectronics, Vol. 16, No. 5, pp.603-611, 2001.
- [13] A.V. Stankovic and T.A. Lipo, "A Generalised Control Method for the PWM Boost Rectifier Under Simultaneous Unbalanced Input Voltage and Impedances," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 2001, pp.309-314.
- [14] W. Mc. Murray, "Modulation of the Chopping Frequency in DC Choppers and PWM Inverters Having Current-Hysteresis Controllers," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 20, No. 4, pp.763-768, 1984.

- [15] M. P. Kazmierkowski and M.A. Dzieciakowski, "Review of Current Regulation Techniques for Three-Phase PWM Inverters," in Proc. IEEE Industrial Electronics, Control and Instrumentation Conference, 1994, pp.567-575.
- [16] G.W. Chang and S.K. Chen, "An a-b-c Reference Frame-Based Control Strategy for the Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter," in Proc. IEEE Harmonics and Quality of Power, 2000, pp.26-29.
- [17] V.G. Agelidis, P.D. Ziogas and G. Joos, "Dead-Band PWM Switching Patterns," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 4, pp.522-531, 1996.
- [18] D. Vincenti and H. Jin, "A Three-Phase Regulated PWM Rectifier With On-Line Feedforward Input Unbalance Correction," IEEE Tran. Industrial Electronics, Vol. 41, No. 5, pp.526-532, 1994.
- [19] S.R. Bowes and R.R. Clements, "Computer-Aided Design of PWM Inverter Systems," IEE Proc. Vol. 129, pt. B, No. 1, pp.1-17, 1982.
- [20] J.A. Houldsworth and D.A. Grant, "The use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter," IEEE Trans. Industry Application, Vol. 20, No. 5, pp.1224-1228, 1984.
- [21] J. Holtz, P. Lammert and W. Lotzkat, "High-Speed Drive System with Ultrasonic MOSFET-PWM and Single-Chip-Microprocessor Control," in Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1986, pp. 12-17.
- [22] H.W. Broeck, H.C. Skudelny and G.V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator on Voltage Space Vectors," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 24, No. 1, pp.142-150, 1988.

- [23] F. Jenni and D. Wueest, "The Optimization Parameters of Space Vector Modulation," EPE conference, 1993, pp.376-381.
- [24] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation-A Survey," IEEE Tran. Industrial Electronics, Vol. 39, No. 5, pp.410-420, 1992.
- [25] K.Zhou and D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis," IEEE Tran. Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp.186-196, 2002.
- [26] D.W. Chung, J.S. Kim and S.K. Sul, "Unified Voltage Modulation Technique for Real-Time Three-Phase Power Conversion," IEEE Tran. Industry Applications, Vol. 34, No. 2, pp.374-380, 1998.
- [27] R.C. Panaitescu and N. Mohan, "A simple Space-Vector PWM Algorithm for VSI-fed AC Motor Drives," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2002, pp.72-75.
- [28] S. Ogasawara, H. Akagi and A. Nabae, " A Novel PWM Scheme of Voltage Inverters Based on Space Vector Theory," in Proc. EPE Conference, 1989, pp.1197-1202.
- [29] H. van der Broeck, "Analysis of the Harmonics in Voltage Fed Inverter Drives Caused by PWM Scheme with Discontinuous Switching Operation," in Proc. EPE Conference, 1991, Vol. 3, pp.261-266.
- [30] A.M. Trzynadlowski, and S. Legowski, "Minimum Loss Vector PWM strategy for Three-Phase Inverters," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 9, No. 1, pp.26-34, 1994.
- [31] D.W. Chung and S.K. Sul, "Minimum Loss PWM Strategy for 3-Phase PWM Rectifier," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1997, pp.1020-1026.

- [32] D.R. Alexander and S. M. Williams, "An Optimal PWM Algorithm Implementation in a High Performance 125 KVA Inverter," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, 1993, pp.771-777.
- [33] S. L. Jung, H.S. Huang and Y.Y. Tzou, "A Three-Phase PWM AC-DC Converter with Low Switching Frequency and High Power Factor Using DSP-Based Repetitive Control Technique," in Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1998, pp.517-523.
- [34] S. Chen and G. Joos, "Symmetrical SVPWM Pattern Generator Using Field Programmable Gate Array Implementation," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2002, pp.1004-1010.
- [35] W. Wu, Y. Zheng, L. Wang and X. Sun, "A Novel Indirect Current Controlled Realization for the Three-Phase Voltage Source Reversible Converter," in Proc. Power Electronics and Motion Control Conference, 2000, pp.985-989.

부 록. 수식 정리

식 (13)

$$\begin{aligned} p &= V_{1m} I_m \sin \omega t \sin (\omega t + \phi_1) + V_{2m} I_m \sin (\omega t - \theta) \sin \left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) \\ &= -\frac{I_m}{2} (V_{1m} (\cos(2\omega t + \phi_1) - \cos(-\phi_1))) \\ &\quad - \frac{I_m}{2} \left(V_{2m} \left(\cos \left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(-\theta - \phi_1 + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right) \\ &= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2) \\ &\quad - \frac{I_m}{2} \left(V_{1m} \cos(2\omega t + \phi_1) + V_{2m} \cos \left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \end{aligned}$$

식 (14)

$$\begin{aligned}
 P &= \int_0^T p \, dt \\
 &= \int_0^T \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2) \, dt \\
 &\quad + \int_0^T \frac{I_m}{2} \left(-V_{1m} \cos(2\omega t + \phi_1) - V_{2m} \cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \, dt \\
 &= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2)
 \end{aligned}$$

식 (15)

$$\begin{aligned}
P &= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2) \\
&= \frac{I_m}{2} \sqrt{(V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2)^2} \\
&= \frac{I_m}{2} \sqrt{V_{1m}^2 \cos^2 \phi_1 + V_{2m}^2 \cos^2 \phi_2 + 2V_{1m} V_{2m} \cos \phi_1 \cos \phi_2} \\
&= \frac{I_m}{2} \sqrt{V_{1m}^2 \cos^2 \phi_1 + V_{2m}^2 \cos^2 \phi_2 + 2V_{1m} V_{2m} (\cos(\phi_1 + \phi_2) + \sin \phi_1 \sin \phi_2)} \\
&= \frac{I_m}{2} \sqrt{V_{1m}^2 (1 - \sin^2 \phi_1) + V_{2m}^2 (1 - \sin^2 \phi_2) + 2V_{1m} V_{2m} (\cos(\phi_1 + \phi_2) + \sin \phi_1 \sin \phi_2)} \\
&= \frac{I_m}{2} \sqrt{V_{1m}^2 + V_{2m}^2 + 2V_{1m} V_{2m} \cos(\phi_1 + \phi_2) - (V_{1m} \sin \phi_1 - V_{2m} \sin \phi_2)^2}
\end{aligned}$$

식 (16)

$$V_{1m} \sin \phi_1 - V_{2m} \sin \phi_2 = 0$$

$$V_{1m} \sin \phi_1 = V_{2m} \sin \phi_2$$

$$V_{1m} \sin \phi_1 = V_{2m} \sin \left(\frac{2\pi}{3} - \theta - \phi_1 \right)$$

$$V_{2m} \sin \left(\frac{2\pi}{3} - \theta - \phi_1 \right) = V_{2m} \left(\sin \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right) \cos \phi_1 - \cos \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right) \sin \phi_1 \right)$$

$$\left(V_{1m} + V_{2m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) \right) \sin \phi_1 = V_{2m} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) \cos \phi_1$$

$$\frac{\sin \phi_1}{\cos \phi_1} = \frac{V_{2m} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{V_{1m} + V_{2m} \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)} = \tan \phi_1$$

식 (21)

$$\begin{aligned} v_p &= \frac{2}{9} V_{1m} \sin \omega t - \frac{1}{9} V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \\ &\quad - \frac{1}{9} V_{1m} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2}{9} V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ &\quad - \frac{1}{9} V_{1m} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{9} V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &= \frac{1}{9} \left(3V_{1m} \sin \omega t + 3V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ &\quad + \frac{1}{9} \left(-V_{1m} \sin \omega t - V_{1m} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{1m} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ &\quad + \frac{1}{9} \left(-V_{2m} \sin(\omega t - \theta) - V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -V_{1m} \sin \omega t - V_{1m} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - V_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
& = -V_{1m} \left(\sin \omega t + \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
& = -V_{1m} \left(\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t - \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \right) \\
& = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -V_{2m} \sin(\omega t - \theta) - V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) - V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\
& = -V_{2m} \left(\sin(\omega t - \theta) + \sin \left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
& = -V_{2m} \left(\sin(\omega t - \theta) - \frac{1}{2} \sin(\omega t - \theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t - \theta) - \frac{1}{2} \sin(\omega t - \theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t - \theta) \right) \\
& = 0
\end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned}
v_p &= \frac{1}{9} \left(3V_{1m} \sin \omega t + 3V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
&= \frac{1}{3} \left(V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} \sin \left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right)
\end{aligned}$$

식 (22)

$$\begin{aligned}
v_n &= \frac{2}{9}V_{1m} \sin \omega t - \frac{1}{9}V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \\
&\quad - \frac{1}{9}V_{1m} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{2}{9}V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
&\quad - \frac{1}{9}V_{1m} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{9}V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
&= \frac{1}{9} \left(3V_{1m} \sin \omega t + 3V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&\quad + \frac{1}{9} \left(-V_{1m} \sin \omega t - V_{1m} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{1m} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&\quad + \frac{1}{9} \left(-V_{2m} \sin(\omega t - \theta) - V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&= \frac{1}{9} \left(3V_{1m} \sin \omega t + 3V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&= \frac{1}{3} \left(V_{1m} \sin \omega t + V_{2m} \sin\left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right)
\end{aligned}$$

식 (30)

$$\begin{aligned}
V_{sa} I_1 &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{3} (2V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin(\omega t + \phi_1) dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_m}{3} (2V_{1m} \sin \omega t \sin(\omega t + \phi_1) - V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \sin(\omega t + \phi_1)) dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T -\frac{I_m}{6} (2V_{1m} (\cos(2\omega t + \phi_1) - \cos \phi_1)) dt \\
&\quad + \frac{1}{T} \int_0^T -\frac{I_m}{6} (-V_{2m} (\cos(2\omega t - \theta + \phi_1) - \cos(-\theta - \phi_1))) dt \\
&= -\frac{I_m}{6} (-2V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos(-\theta - \phi_1)) \\
&= -\frac{I_m}{6} \left(-2V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos\left(\phi_2 - \frac{2\pi}{3}\right) \right)
\end{aligned}$$

식 (31)

$$\begin{aligned}
V_{sb}I_2 &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{3} (-V_{1m} \sin \omega t + 2V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_m}{3} \left(-V_{1m} \sin \omega t \sin\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + 2V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \sin\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T -\frac{I_m}{6} \left(-V_{1m} \left(\cos\left(2\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) dt \\
&\quad + \frac{1}{T} \int_0^T -\frac{I_m}{6} \left(2V_{2m} \left(\cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\theta - \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) dt \\
&= -\frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos\left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - 2V_{2m} \cos\left(-\theta - \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&= -\frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos\left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - 2V_{2m} \cos\phi_2 \right)
\end{aligned}$$

식 (32)

$$\begin{aligned}
V_{sc}I_3 &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{3} (-V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_m}{3} \left(-V_{1m} \sin \omega t \sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) dt \\
&= \frac{1}{T} \int_0^T -\frac{I_m}{6} \left(-V_{1m} \left(\cos\left(2\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) dt \\
&\quad + \frac{1}{T} \int_0^T -\frac{I_m}{6} \left(-V_{2m} \left(\cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\theta - \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) dt \\
&= -\frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos\left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{2m} \cos\left(-\theta - \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&= -\frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos\left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{2m} \cos\left(\phi_2 - \frac{4\pi}{3}\right) \right)
\end{aligned}$$

식 (33)

$$\begin{aligned}
P &= V_{sa} I_1 + V_{sb} I_2 + V_{sc} I_3 \\
&= -\frac{I_m}{6} \left(-2V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \left(\phi_2 - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
&\quad - \frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos \left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3} \right) - 2V_{2m} \cos \phi_2 \right) \\
&\quad - \frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos \left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{2m} \cos \left(\phi_2 - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\
&= -\frac{I_m}{6} \left(-3V_{1m} \cos \phi_1 - 3V_{2m} \cos \phi_2 \right) \\
&\quad - \frac{I_m}{6} \left(V_{1m} \cos \phi_1 + V_{1m} \cos \left(\phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{1m} \cos \left(\phi_1 + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
&\quad - \frac{I_m}{6} \left(V_{2m} \cos \phi_2 + V_{2m} \cos \left(\phi_2 - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{2m} \cos \left(\phi_2 + \frac{2\pi}{3} \right) \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& V_{1m} \left(\cos \phi_1 + \cos \left(\phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left(\phi_1 + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
&= V_{1m} \left(\cos \phi_1 - \frac{1}{2} \cos \phi_1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \phi_1 - \frac{1}{2} \cos \phi_1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \phi \right) \\
&= 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& V_{2m} \left(\cos \phi_2 + \cos \left(\phi_2 - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left(\phi_2 + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\
&= V_{2m} \left(\cos \phi_2 - \frac{1}{2} \cos \phi_2 + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \phi_2 - \frac{1}{2} \cos \phi_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \phi_2 \right) \\
&= 0
\end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned}
P &= -\frac{I_m}{6} (-3V_{1m} \cos \phi_1 - 3V_{2m} \cos \phi_2) \\
&= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2)
\end{aligned}$$

식 (34)

$$p = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{3} (2V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin(\omega t + \phi_1) \\
&+ \frac{1}{3} (2V_{2m} \sin(\omega t - \theta) - V_{1m} \sin \omega t) \cdot I_m \sin\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\
&+ \frac{1}{3} (-V_{1m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \theta)) \cdot I_m \sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\
&= \frac{I_m}{3} (2V_{1m} \sin \omega t \sin(\omega t + \phi_1) - V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \sin(\omega t + \phi_1)) \\
&+ \frac{I_m}{3} \left(2V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \sin\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{1m} \sin \omega t \sin\left(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
&+ \frac{I_m}{3} \left(-V_{1m} \sin \omega t \sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{2m} \sin(\omega t - \theta) \sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= -\frac{I_m}{6} \left(2V_{1m} (\cos(2\omega t + \phi_1) - \cos\phi_1) - V_{2m} (\cos(2\omega t - \theta + \phi_1) - \cos(-\theta - \phi_1)) \right. \\
&\quad \left. - \frac{I_m}{6} \left(2V_{2m} \left(\cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\theta - \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{I_m}{6} \left(-V_{1m} \left(\cos\left(2\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{I_m}{6} \left(-V_{1m} \left(\cos\left(2\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{I_m}{6} \left(-V_{2m} \left(\cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\theta - \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) \right)
\end{aligned}$$

$$= -\frac{V_{1m}I_m}{6}(3\cos(2\omega t + \phi_1) - 3\cos\phi_1)$$

$$-\frac{V_{1m}I_m}{6}\left(-\cos(2\omega t + \phi_1) - \cos\left(2\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$-\frac{V_{1m}I_m}{6}\left(\cos\phi_1 + \cos\left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$+\frac{V_{2m}I_m}{6}\left(-3\cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + 3\cos\phi_2\right)$$

$$+\frac{V_{2m}I_m}{6}\left(\cos(2\omega t - \theta + \phi_1) + \cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$+\frac{V_{2m}I_m}{6}\left(-\cos\phi_2 - \cos\left(\phi_2 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\phi_2 + \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$-\cos(2\omega t + \phi_1) - \cos\left(2\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$= -\left(\cos(2\omega t + \phi_1) + \cos\left(2\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(2\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$= -\left(\cos(2\omega t + \phi_1) - \frac{1}{2}\cos(2\omega t + \phi_1) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\omega t + \phi_1) - \frac{1}{2}\cos(2\omega t + \phi_1) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\omega t + \phi_1)\right)$$

$$= 0$$

$$\begin{aligned}
& \cos \phi_1 + \cos\left(-\phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(-\phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\
&= \cos \phi_1 - \frac{1}{2} \cos \phi_1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \phi_1 - \frac{1}{2} \cos \phi_1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \phi_1 \\
&= 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \cos(2\omega t - \theta + \phi_1) + \cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(2\omega t - \theta + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\
&= \cos(2\omega t - \theta + \phi_1) - \frac{1}{2} \cos(2\omega t - \theta + \phi_1) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(2\omega t - \theta + \phi_1) \\
&\quad - \frac{1}{2} \cos(2\omega t - \theta + \phi_1) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(2\omega t - \theta + \phi_1) \\
&= 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\cos \phi_2 - \cos\left(\phi_2 - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\phi_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\
&= -\left(\cos \phi_2 - \frac{1}{2} \cos \phi_2 + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \phi_2 - \frac{1}{2} \cos \phi_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \phi_2\right) \\
&= 0
\end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned} p &= -\frac{I_m}{6} (V_{1m} (3 \cos(2\omega t + \phi_1) - 3 \cos \phi_1)) \\ &\quad - \frac{I_m}{6} \left(-V_{2m} \left(-3 \cos \left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) + 3 \cos \phi_2 \right) \right) \\ &= \frac{I_m}{2} (V_{1m} \cos \phi_1 + V_{2m} \cos \phi_2) \\ &\quad - \frac{I_m}{2} \left(V_{1m} \cos(2\omega t + \phi_1) + V_{2m} \cos \left(2\omega t - \theta + \phi_1 - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \end{aligned}$$

감사의 글

학교생활을 무사히 마치고, 이 논문이 이루어지도록 가르쳐 주신 모든 분들께 감사의 뜻을 전합니다. 우선 항상 술선수범하는 모습과 자상한 가르침으로 지도하여 주신 전성준 교수님께 진심으로 감사드립니다. 본 논문의 상세한 검토와 자상한 지도를 해주신 류지구 교수님과 김인동 교수님께도 깊은 감사를 드립니다. 그 외 전자공학과 모든 교수님들께 감사의 인사드리며 건강하시길 기원합니다.

석사과정동안 동고동락했던 전력전자연구실 선·후배에게 고마움을 전합니다. 바쁘신 와중에 저에게 많은 조언을 해주신 허준 선배님께 감사드립니다. 그리고 2년간 실험실에서 같이 생활한 동기 김지웅과 후배 양성호, 정민석, 오종국, 김태훈, 이택근에게 감사드립니다.

지금의 제가 있을 수 있도록 해준 가족에게도 고마움을 보냅니다. 동생 동국이에게 감사의 마음을 전합니다. 마지막으로 제가 하는 일에 무조건 믿어주시고 격려해주시고 지켜 봐주신 아버지, 어머님께 감사드리며 항상 건강하시길 기원합니다.

2006년 이 동 수 올림