

A New Control of Three-Phase PWM Rectifier with Single Current Sensor

李 雨 哲* · 玄 東 石** · 李 宅 基***
(Woo-Cheol Lee · Dong-Seok Hyun · Taeck-Kie Lee)

Abstract - This paper proposes a control method for three-phase PWM rectifier with only single current sensor in DC link side. A PWM modulation strategy for reconstructing three phase currents from the DC link current is given. The states of the rectifier switch are modified so that all phase currents can be reconstructed in a switching period although one or two of active vectors is applied only for a short time. Therefore, a new current control using an adjustment scheme of the modulation signal for three-phase PWM rectifier will be discussed, and verified the experimental results.

Key Words : Minimum time, Active vector, Reconstruction, Adjustment scheme of the modulation signal

1. 서 론

상용 전원에서 전력의 질을 향상시키기 위하여 3상 PWM 정류기에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 3상 PWM 정류기는 입력 전류 고조파를 줄이고, 역률을 1로 제어 할 수 있는 장점 외에 양방향 전력 흐름과 DC 전압을 제어 할 수 있어, 가변속 AC 구동 장치와 UPS(Uninterruptible Power Supply)같은 응용 분야에 널리 사용되고 있다. PWM 정류기를 이와 같이 동작시키기 위해서는 입력 상 전류를 정확히 검출하여 제어하는 것이 필요하다. 대개의 경우 전류 제어를 위해 최소한 2개의 전류 센서를 사용하는 CRPWM(Current Regulated Pulse Width Modulation)이 사용된다. 또한 DC측 단락 검출을 위해서는 별도의 전류 센서가 필요하다[1][2]. 그래서 고가의 전류 센서의 수를 줄이고자 하는 연구가 특히 전동기 구동 응용 분야에서 활발히 진행되고 있다[3].

여러 가지 인버터 스위치 상태에서 DC link 전류와 상 전류 사이에서의 관계는 이미 보고되었다[4]. 즉 PWM 주기마다 주어진 전압 벡터에 관한 정보를 이용하여 2상의 입력 전류의 값을 DC link 전류로부터 알 수 있는 것이다. 그러나 어떤 조건하에서, 즉 PWM 주기 내에 유효 벡터가 아주 짧은 시간동안 존재 할 때는 DC link 전류로부터 두상 전류를 알아 낼 수 없는 문제가 발생한다. 그러므로 유효 벡터에 대한 최소한 시간이 확보가 되어야만 주어진 변조 싸이클에서 정확한 DC 전류를 검출 할 수 있다. 본 논문에서는 유효 전압 벡터가 최소인 시간 보다 작아 제어 성능을 떨어뜨리는 경우 변조 신호를 적절히 조절함으로써 그 문제를 해결하고자 한다. 또한 제어기 구현시

단일 전류 센서가 사용되어 PWM 정류기의 전체적인 가격을 줄일 수가 있다.

실험 결과는 제안된 전압 벡터 조정 방법을 사용하여 3상 전류를 정확히 재구축 할 수 있음을 보여 준다. 그러므로 기존 2개의 입력 전류 센서를 사용한 경우와 동등하게 3상 PWM 정류기 시스템을 구현 할 수 있음을 알 수 있다.

2. 정류기의 수학적 모델링

3상 PWM 정류기의 회로 구성은 그림 1과 같고, PWM 정류기의 전압 방정식은 식(1)로 표현 될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \left(R + \frac{d}{dt} L \right) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 e_a, e_b, e_c 는 전원전압, i_a, i_b, i_c 는 상 전류,

V_a, V_b, V_c 는 정류기의 제어 전압을 나타낸다.

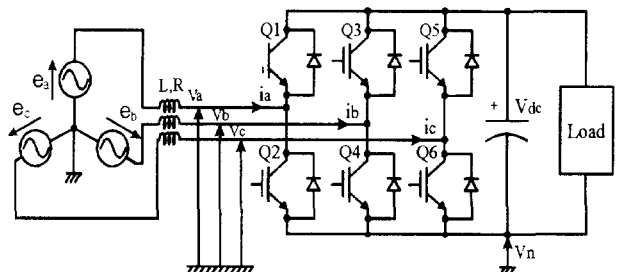


그림 1 3상 PWM 정류기
Fig. 1 Three-phase PWM rectifier system

* 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

*** 正 會 員 : 韓京大 電氣工學科 助教授 · 工博

接手日子 : 1999年 1月 25日

最終完了 : 1999年 6月 24日

입력 전원이 3상 대칭, 진폭이 E 인 정현파, 그리고 각주파수가 ω 인 경우 식(2)와 같이 표현 할 수 있고, 정지 좌표 계의 공간 전압 벡터 량으로 변환하면 식(3)으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -E \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} e_d^s \\ e_q^s \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -\sin \omega t \\ \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (2)로 입력 전압을 표현할 경우 식(5)에서 알 수 있듯이 입력 전압의 진폭 E는 e_q 축에 놓이게 된다.

각 주파수 ω 로 회전하는 입력 전압 벡터에 동기 속도로 회전하는 동기 좌표계의 전압 방정식과 입력 전압은 식(4) 와 식(5)로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} e_d^s \\ e_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -\omega L \\ \omega L & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

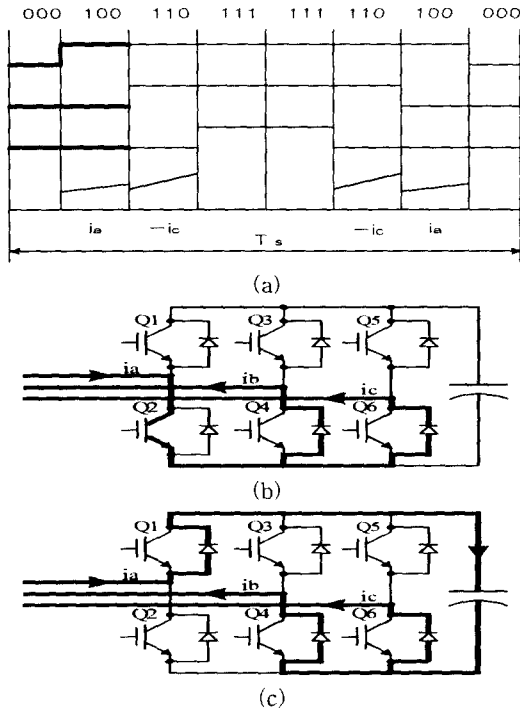


그림 2 영역 I에서 PWM 신호와 DC link 전류
 (a) PWM 신호
 (b) 전압 벡터 $V_7(000)$ 인가 시
 (c) 전압 벡터 $V_1(100)$ 인가 시
 Fig. 2 PWM signals and DC link current in sector I
 (a) PWM signals
 (b) When voltage vector $V_7(000)$ is applied
 (c) When voltage vector $V_1(100)$ is applied

$$\begin{bmatrix} e_d^e \\ e_q^e \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & E \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

3. 전류 재구축을 위한 기본 원리

전류 방향을 결정하는 전압 벡터 패턴은 그림 2와 그림 3에 나타나 있다. 이 그림에서 유효 벡터 각각에 해당되는 전류 흐름은 굵은 선으로 표시가 된다. 그림 2(a)에서 알 수 있듯이 전압 벡터 $V_7(000)$ 과 $V_1(100)$ 가 가해질 때, 해당되는 전류의 흐름은 그림 2(b)와 그림 2(c)에 보여진다. 그림 3 은 전류 i_a 가 역 방향으로 흐를 때를 보여준다.

DC link 전류 센서로부터 상 전류의 재구축은 두 개의 유효 벡터가 적어도 샘플링 되기에 충분한 시간동안 존재 할 때만 가능하다. 즉, DC 전류 센서로부터 측정된 값을 사용하여, 하나의 유효 전압 벡터는 한 상 전류를 재 구축하기 위하여 사용되고, 또 다른 전압 벡터는 다른 상 전류를 구축하기 위하여 사용된다. 즉, 비록 단일 DC link 전류 센서가 사용되더라도 서로 다른 유효 벡터로 구성되는 각각의 스위치 상태는 상 전류에 대한 정보를 제공해 준다. 또한 영 벡터 $V_0(111)$ 동안 DC link로부터 상 전류에 대한 정보는 DC link 단 단락 검출을 위하여 사용될 수 있다. 인가된 유효 벡터와 DC link 센서로부터 측정된 상 전류 사이의 관계는 표 1에서 알 수 있고, 이 표는 6개의 유효 벡터와 2개의 영 벡터로 이루어지는 8개의 전압 벡터로 구성 되 있다.

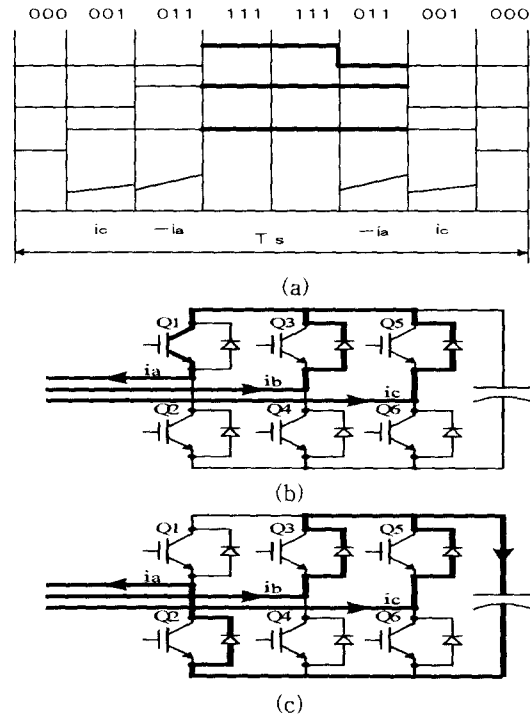


그림 3 영역 I에서 PWM 신호와 DC link 전류
 (a) PWM 신호
 (b) 전압 벡터 $V_8(111)$ 인가 시
 (c) 전압 벡터 $V_4(011)$ 인가 시
 Fig. 3 PWM signals and DC link current in sector I
 (a) PWM signals
 (b) When voltage vector $V_8(111)$ is applied
 (c) When voltage vector $V_4(011)$ is applied

표 1 유효 전압 벡터에 따른 DC link 전류
Table 1 DC link current corresponding to active voltage vectors

Voltage Vector	DC link current i_{dc}
$V_1 = (100)$	$+i_a$
$V_2 = (110)$	$-i_c$
$V_3 = (010)$	$+i_b$
$V_4 = (011)$	$-i_a$
$V_5 = (001)$	$+i_c$
$V_6 = (101)$	$-i_b$
$V_7 = (000)$	0
$V_8 = (111)$	0

4. PWM 변조 신호 보정

그러나 이 방법의 문제는 2개의 유효 벡터 중 어느 하나가 존재하지 않거나, 2개의 유효 벡터 모두가 짧은 시간동안 인가 되었을 때 발생된다. 그러한 경우 상 전류를 재구축 하는 것은 불가능하다. 이러한 문제는 기준 전압 벡터가 6개의 가능한 유효 벡터 중 한군데를 지나가거나 부족변조(Low Modulation Index)시 발생된다[5]. 전자의 경우는 그림 4(a)에 설명이 되 있는데, 이런 경우 단지 한 개의 상 전류만이 정확히 검출된다. 그러나 다른 상 전류는 정확히 샘플링 될 수 없는데, 이는 유효 벡터인가 시간이 너무 짧기 때문이다. 그림 4(a)에서 빗금 친 영역은 그림 5에서 알 수 있듯이, 스위칭 영역이 I에서 VI까지 차례로 변환에 따라 기본 주기마다 6번 발생한다. 영역이 변환 때마다 기준 전압 벡터는 6개의 가능한 벡터 중 한곳을 지나게 되고, 그 영역 주위에서 샘플링에 필요한 최소 시간보다 작은 시간이 인가된다.

후자의 경우 그림 4(b)에 설명이 되는데, 기준 전압 벡터가 상대적으로 작아, 정확한 상 전류를 검출하기 위한 근접 유효 벡터로의 시간 분배가 충분하지 않은 것이다. 이때 적절한 샘플링 값을 얻기 위하여 최소 시간을 확보해야만 하며 만약 이 시간이 확보가 안 된다면 적절한 상 전류를 재 구축할 수 없게 된다. 따라서 이와 같은 경우를 피하기 위하여 변조 신호를 변경하고 보상을 필요가 있다. DC link 전류로부터 상 전류에 관한 정보를 얻는 데에는 몇 가지 방법이 있다.

지금부터는 기존 방법에 대해 기술하고, 새로운 방법을 제안한다. 논문[3]에서는 DC link 전류로부터 입력 상 전류를 재구축하는 방법이 처음으로 제시되어 유도기 제어에 적용되었다. 그러나 부족 변조 영역, DC link 단 단락에 대한 처리 방법은 논의되지 않았다. 논문[5], [6]에서는 영구 자석 전동기에 대한 상 전류 재구축 방법이 제시되었다. 논문[5]에서 상 전류는 각각 유효 벡터의 중앙에서 DC link 전류를 샘플링 함으로써 얻어진다. 또한 PWM 신호를 변경하기 위한 2가지 조정 방법이 제안되었다. 첫 번째 방법에서는 유효 벡터가 가해지는 시간이 정확한 상 전류를 샘플링 하기에 충분하지 않은 경우, 영 벡터가 가해지는 시간을 줄여 유효 벡터에 할당된 시간을 증가시켜 최소 시간을 확보하는 것이다. 그러나 이 방법은 기준 전압 벡터의 평균치 값이 변하게 되어, 입력 상 전류를 재구축할 때 왜곡이 발생된다. 두 번째 방법에서는 이미 사용된 전압

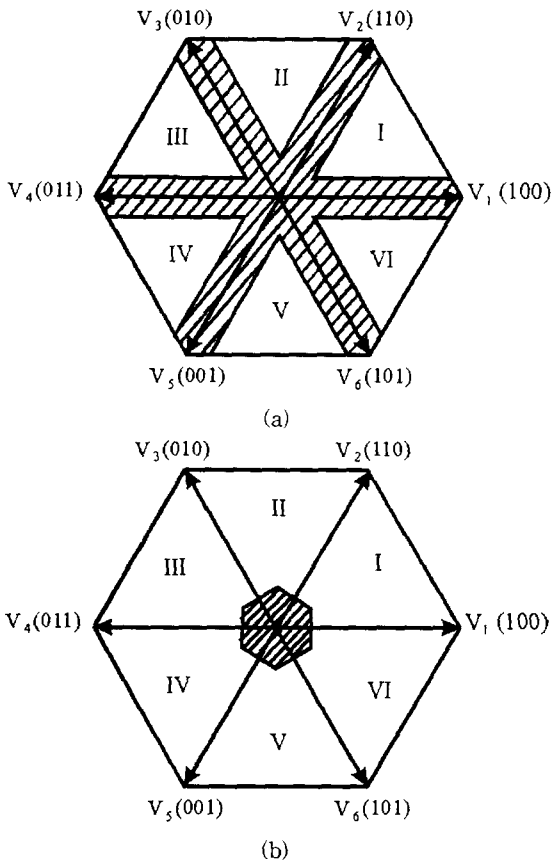


그림 4 PWM 신호의 조정이 필요한 전압 벡터 영역
(a) 기준 전압 벡터가 6개의 가능한 벡터 중 한곳을 지날 때
(b) 부족 변조 영역인 경우

Fig. 4 Voltage vector area requiring the adjustment of PWM signals
(a) When a reference voltage passes one of possible six vectors
(b) In case of low modulation index

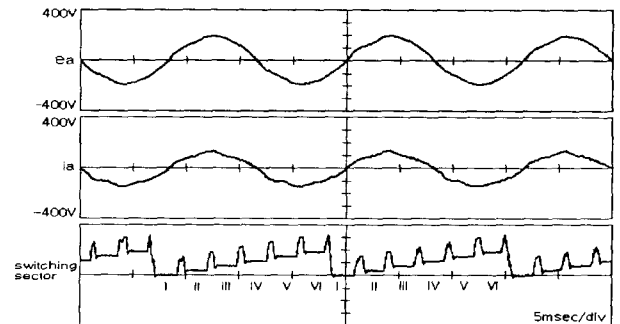


그림 5 최소인가 시간보다 작은 영역
(e_a : 입력 전압, i_a : 입력 전류)

Fig. 5 The occurrence of duration time less than minimum time

벡터에 가장 가까운 보수가 되는 2개의 전압 벡터를 사용하는 것이다. 이 방법은 좀더 많은 스위칭을 하게 되고, 영 벡터가 존재하지 않게 된다. 그러나 3상 전류의 모든 값은 한 샘플링 주기에 얻어진다. 논문[6]에서는 2개의 샘플치의 상 변위(shift) 문제와 유효 벡터의 인가 시간이 짧은 경우를 해결하기 위해 관측기가 사용되었는데, 이 또한 매우 작은 부족 변조시 문제가 발생된다.

최근에는 정확한 상 전류 재구축을 하기 위한 2가지 방법이 제시되었다. 그중 한 방법은 평균 전압의 변화 없이 한 스위칭 주기 내에 시 비율을 조정하는 방법이다[7]. 이 경우에 비록 추가의 스위칭은 없지만 3상 전류의 재구축을 할 수 있다. 그러나 부족 변조 영역에서 적절한 조치가 취해지지 않는다면, 이 영역에서 상 전류 재구축은 어렵게 된다. 또 다른 방법은 2개의 스위칭 주기를 사용하여 PWM 신호를 조정하는 것이다[8]

본 논문에서 제안한 방법은 그림 6에 나타나 있다. 기준 전압 벡터 V_{ref} 영역 I 에 있을 때, 이는 출력 전압 벡터 $V_7(000)$, $V_1(100)$, $V_2(110)$ 와 $V_8(111)$ 로 나누어 질 수 있다. V_1 과 V_2 에 해당하는 기준 전압 벡터의 인가 시간은 각각 T_1 과 T_2 이고, 영 벡터의 인가 시간은 T_0 이다. 그림 6(a) 에서 벡터 V_2 의 인가시간 T_2 가 최소 시간 T_{min} 보다 적을 경우를 보여

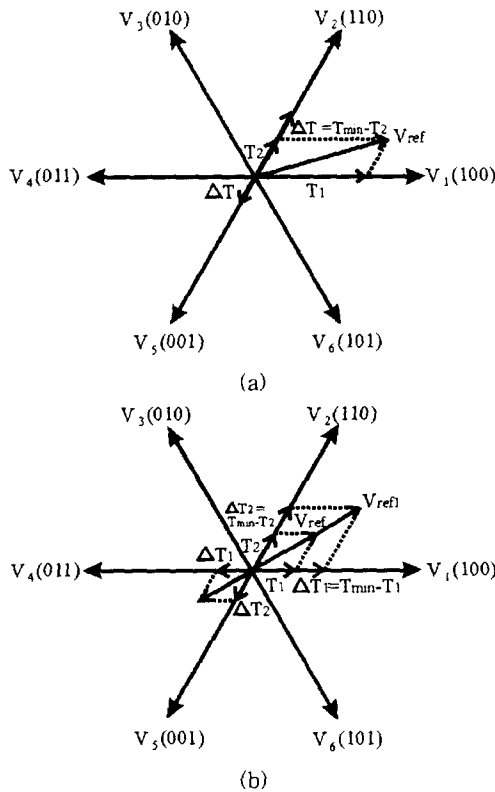


그림 6 제안된 방법에 따른 공간 전압 벡터도
(a) 기준 전압 벡터가 6개의 가능한 벡터 중 한 곳을 지날 때
(b) 부족 변조인 경우

Fig. 6 Space vector diagram of the proposed method
(a) When a reference voltage passes one of possible six vectors
(b) In case of low modulation index

준다. 그래서 T_2 는 T_{min} 으로 대체 되 최소 시간을 확보하도록 한다. 그리고 나서 $\Delta T = T_{min} - T_2$ 동안 V_0 가 보상이 된다. 이 예에서는 샘플링 된 전류의 순서는 $+i_a, -i_c$ 와 $+i_c$ 이다. 3상 전류 중 2개는 한 주기 내에 가장 긴 시간을 갖는 유효 벡터에서 DC link 전류를 샘플링 함으로써 재구축 될 수 있다. 따라서 입력 전류 $+i_a, -i_c$ 가 재구축 전류로써 선택이 된다.

그림 6(b)는 부족 변조인 경우 PWM 신호를 조정하는 방법을 설명한다. 이 경우 T_1 과 T_2 가 최소인가 시간보다 작기 때문에 최소인가 시간을 확보하기 위하여 T_{min} 으로 대체된다. 그리고 나서 2개의 보수 전압(complimentary voltage) $V_4(011)$, $V_8(001)$ 가 각각 $\Delta T_1 = T_{min} - T_1$, $\Delta T_2 = T_{min} - T_2$ 동안 가해진다. 양쪽의 경우에 평균 전압 V_{ref} 크기와 위상은 변하지 않는다. 그러므로 평균 전압 벡터의 크기와 위상을 유지하면서 DC link 전류를 검출하는 것은 가능하다. 또 한편 이 방법의 실제적인 제한이 되는 것은 정확한 전류 샘플치를 얻기 위하여 유효 상태의 최소 시간을 선정해야 한다는 것이다. 일반적으로 최소인가 시간 T_{min} 은 식(6)으로 결정될 수가 있다.

$$T_{min} = t_d + t_{sett} + t_{conv} \quad (6)$$

데드 타임, t_d , 는 DC link 측의 단락을 방지하기 위하여 필요하다. 일정 확립(settling) 시간, t_{sett} 는 또한 DC link 전류가 샘플링 되기 전 확실히 확립되기 위하여 유지되어야 만 한다. 여기에는 IGBT 와 게이트 드라이브 회로의 지연 시간 등이 포함된다. t_{conv} 는 A/D 변환 시간을 나타낸다.

5. 실험 결과

그림 7은 실험 장치에 대한 블록 선도이고, 전류 센서를 이용해 검출된 전류 i_d, i_b 와 i_c 는 단지 모니터링을 위한 전류이다.

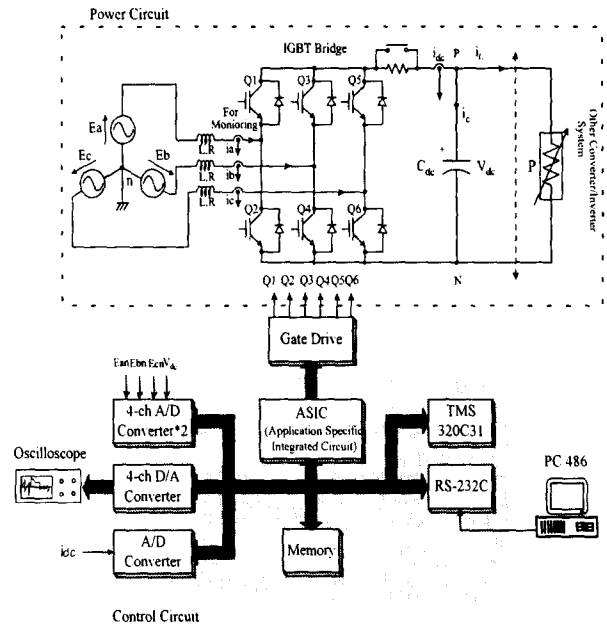


그림 7 실험 장치 구성도
Fig. 7 Experimental configuration

표 2 시스템 파라미터

Table 2 system parameter

Input Voltage	3 phase 230V
Output DC Voltage	DC 370V
Output rating	10kVA
Input reactor	1.3mH
DC link capacitor	13,000uF

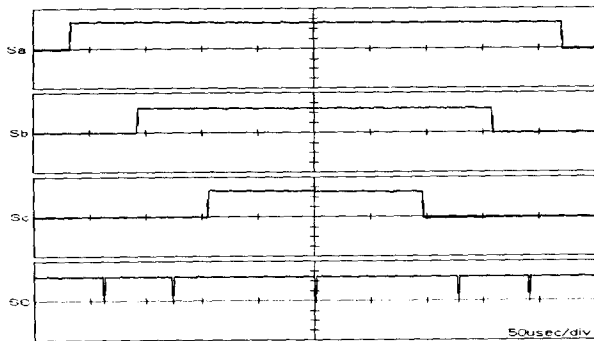


그림 8 PWM 신호와 샘플링 신호
(SC: A/D 변환 시작 신호)

Fig. 8 PWM-signals and sample signals from DSP
(SC:conversion signal in A/D converter)

표 2는 시스템 파라미터이다. d축 전류는 역률 1 제어를 위해 영로 제어된다. 비 간섭을 위한 전향 보상이 왜란과 간섭 항을 제거하기 위하여 사용된다. 모든 알고리즘을 구현하기 위하여 하나의 명령어 수행 시간이 60ns인 32bit floating-point DSP, TMS320C31가 사용되었다. PWM 스위칭 주기는 200µs 이다. 12bit A/D 컨버터는 DC link 전류를 검출하기 위하여 사용되는데, 변환 시간은 3.5µs 이다. 내부 타이머 인터럽트는 DC link 전류의 샘플링 순간을 결정하기 위하여 사용된다. DC link 전류는 타이머 인터럽트를 통해 유효 벡터의 중앙에서 샘플링 된다. 그러나 실제적으로 IGBT와 게이트 드라이브 회로에서의 시간 지연 약 1µs 등이 고려되어야 한다. 적절한 샘플링을 확보하기 위하여 최소인가 시간으로는 10µs가 사용 되었다. 이는 쉽게 증가시키거나 감소시킬 수 있다.

그림 8은 두상 전류는 유효 벡터의 중앙에서 검출되고, DC link단 단락 검출을 위한 전류는 영 벡터(111)에서 검출되는 것을 보여 주고, 이는 DSP 내의 타이머 인터럽트 루틴에서 수행된다.

그림 9는 DC link 전류는 각기 다른 PWM 신호에 따라 전류 값이 변화하고, 영 벡터인가 시 전류는 영이 됨을 보여준다

제한된 방법의 타당성을 입증하기 위하여, 제어 성능은 종래의 방법들과 비교된다. 그 중 하나는 2개의 입력 전류 센서로부터 입력 전류를 직접 검출하는 방법이고, 이는 그림 10에 나타나 있고, 본 논문에서는 이를 방법 I이라 부른다. 또 다른 방법은 DC 전류 센서로부터 입력 전류를 재구성 하는 방법을 사용하나 유효 벡터의 인가 시간이 너무 짧아 재구성 할 수 없

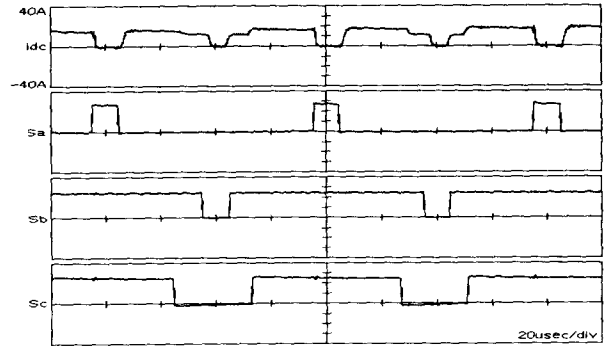


그림 9 DC link 전류와 PWM 신호
(i_{dc} : DC link 전류)

Fig. 9 Measured dc-link current and PWM signal
(i_{dc} :DC link current)

을 경우, 이전 싸이클의 전류 정보가 사용된다. 이 경우 그림 11에서 알 수 있듯이 재구성 된 전류 i_{ar} 은 상당히 왜곡되고, 이는 입력 전류에 영향을 준다. 본 논문에서는 이를 방법 II 라고 부른다. 그림 12는 유효 벡터 주기가 최소 시간보다 작을 경우 PWM pattern을 수정하는 제안된 방법을 사용했을 경우를 나타낸다. 재구성 된 전류는 역시 입력 전류 파형에 그대로 반영이 된다. 본 논문에서는 이를 방법 III 이라 부른다.

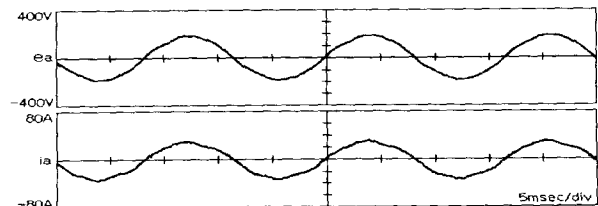


그림 10 방법 I 에 의한 정상 상태 전압, 전류
(e_a, i_a :입력 전압, 전류)

Fig.10 Steady state source voltage and current using two line-current sensors
(e_a, i_a :input voltage, current)

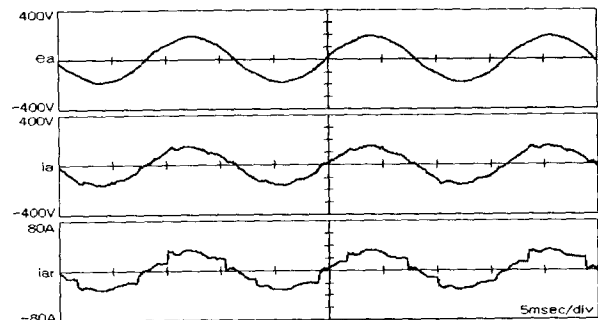


그림 11 방법II 에 의한 정상 상태 전압, 전류
(e_a, i_a :입력전압, 전류, i_{ar} :재구성 된 입력전류)

Fig. 11 Steady state source voltage and current by method II(e_a, i_a :input voltage, current, i_{ar} : reconstructed input current)

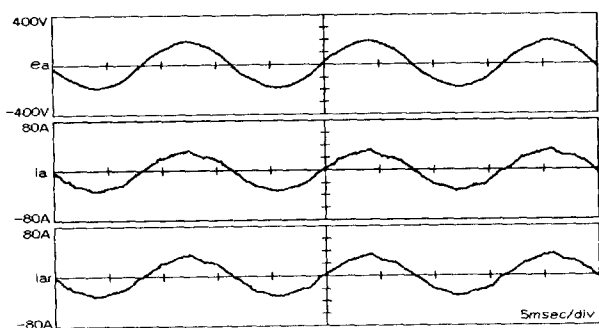


그림 12 방법III 에 의한 정상 상태 전압, 전류
(e_a, i_a : 입력전압, 전류, i_{ar} :재구축 된 입력전류)
Fig. 12 Steady state source voltage and current using modified PWM signal
(e_a, i_a :input voltage, current, i_{ar} :reconstructed input current)

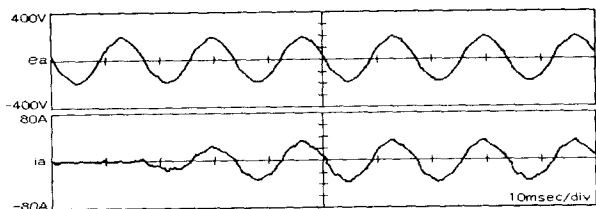


그림 13 스텝 부하 인가시 방법 I 에 의한 과도 응답
(e_a, i_a :입력 전압, 전류)
Fig. 13 Transient response by method I when step load of 23A is applied.
(e_a, i_a :input voltage, current)

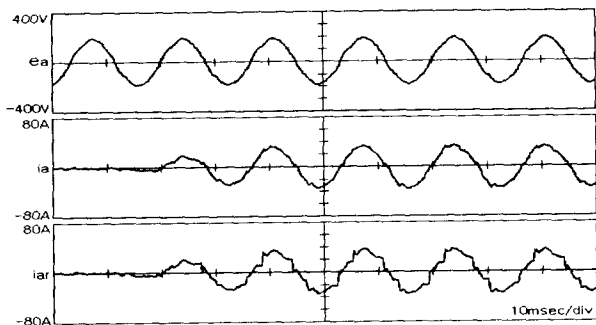


그림 14 스텝 부하 인가 시 방법 II 에 의한 과도 응답
(e_a, i_a :입력전압, 전류, i_{ar} :재구축 된 입력전류)
Fig. 14 Transient response by method II when step load of 23A is applied.
(e_a, i_a :input voltage, current, i_{ar} :reconstructed input current)

그림 13, 그림 14, 그림 15는 부하 전류가 0[A] 에서 23[A]로 스텝으로 인가되었을 때의 입력 전압, 입력 전류, 재구축 된 전류를 보여준다. 이는 그림 10, 11, 12의 결과와 유사하다.

그림 16은 정지 좌표계에서 컨버터 제어 전압 V_q^s, V_d^s 에 대한 X-Y display이다. 그림 16(a)는 2개의 입력 전류 센서를 사용했을 경우이고, 그림 16(b)인 경우, DC 전류 센서를 사용하여 전류를 재구축 하나 유효 벡터가 최소 시간보다 짧을 경우

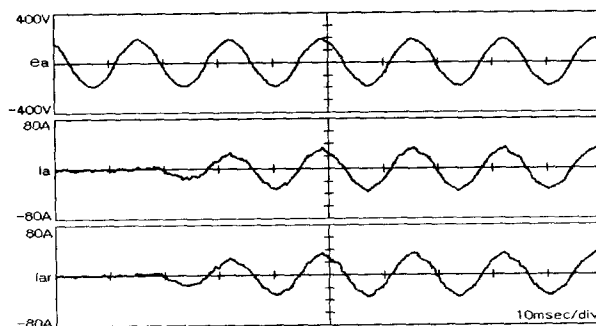


그림 15 스텝 부하 인가시 방법 III 에 의한 과도 응답
(e_a, i_a :입력, 입력전류, i_{ar} :재구축 된 입력전류)
Fig. 15 Transient response by method III when step load of 23A is applied.
(e_a, i_a :input voltage, current, i_{ar} :reconstructed input current)

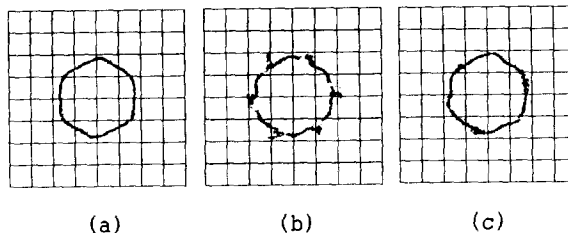
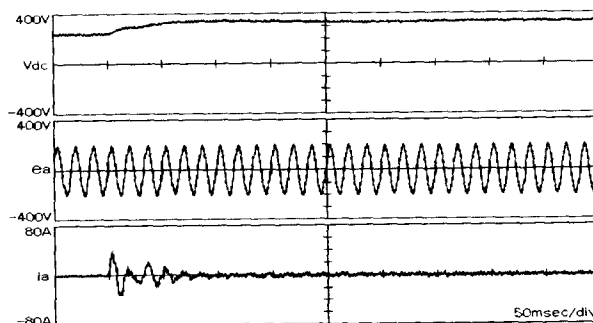


그림 16 X-Y 디스플레이(X축: V_q^s , Y축: V_d^s , 100V/div)

- (a) 방법 I 이 적용 되었을 때
- (b) 방법 II 이 적용 되었을 때
- (c) 방법 III 이 적용 되었을 때

Fig. 16 X-Y display(X-axis: V_q^s , Y-axis: V_d^s , 100V/div)
(a) When method I is applied
(b) When method II is applied.
(c) When method III is applied.

이전 값을 사용하는 경우로, 스위칭 영역이 I에서 VI로 차례로 변할 때마다 기준 전압 벡터는 6개의 벡터 중 한군데를 지나가게 되어, 유효 벡터인 시간이 최소인가 시간보다 작은 경우가 6번 발생됨을 알 수 있다. 그림 16(c)인 경우 본 논문에서 제안된 수정된 PWM 신호를 사용한 경우로, 그림 16(b)에 비해 상당히 향상된 성능을 보이고 있고 그림 16(a)와 거의 대동하게 결과가 나옴을 알 수 있다.



(a)

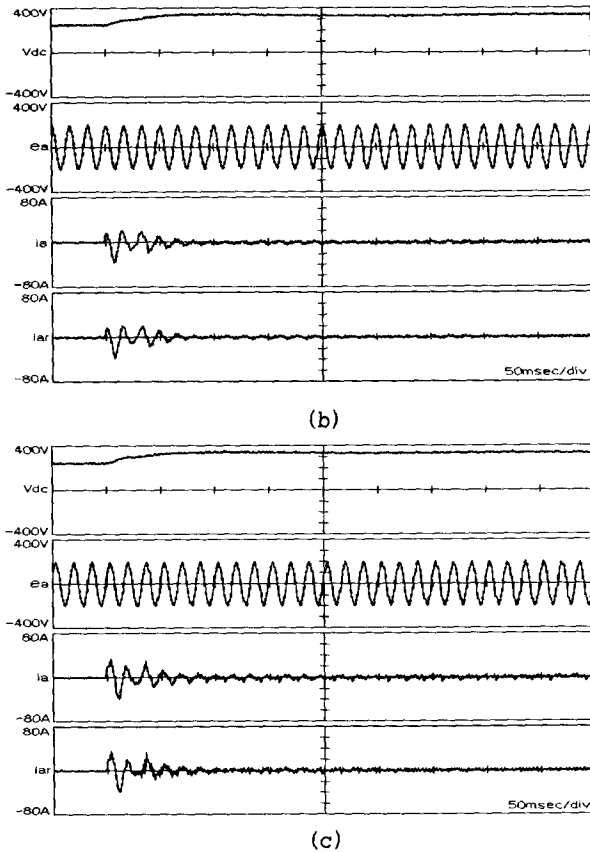


그림 17 기동 시 (V_{dc} : 297V → 370V)
 (a) 방법 I 이 적용 되었을 때
 (b) 방법 II 이 적용 되었을 때
 (c) 방법 III 이 적용 되었을 때
 (V_{dc} : DC Voltage, e_a , i_a : 입력전압, 전류, i_{ar} : 재
 구축된 입력전류)

Fig. 17 Start-up when DC voltage is increased
 from 320V_{dc} to 370V_{dc}
 (a) When method I is applied
 (b) When method II is applied.
 (c) When method III is applied.
 (V_{dc} : DC Voltage, e_a , i_a : input voltage, current
 i_{ar} : reconstructed input current)

그림 17은 위 세 가지 경우에 있어서 PWM 정류기가 기동하여 DC link 전압이 320 V_{dc} 에서 370 V_{dc} 로 상승 시의 DC link 전압, 입력 전압, 입력 전류와 재구축된 입력 전류를 보여주고 있다.

6. 결론

3상 PWM 정류기를 효과적으로 제어하기 위해서는 3상 입력 전류를 정확히 검출하는 것이 필요하다. 본 논문에서는 DC link 전류 정보로부터 3상 입력 전류를 재구축 하는 새로운 방법을 제시하였다. 하나 또는 2개의 유효 벡터의 인가 시간이 DC link 전류의 샘플링을 위한 최소 시간보다 작을 경우, 이를 최소 시간으로 대체하고 보수의 벡터로 보상함으로써 해결 할 수 있었다. 그 결과 2개의 입력 전류 센서를 사용한 경우와 비교하여 대등한 결과를 얻을 수 있었다. PWM 정류기의 기동 시

험과 스텝 부하 시험 등을 통해 본 논문의 타당성을 입증하였다.

참고 문헌

[1] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 2b, No.5, pp. 880~885, 1990.
 [2] E. Wernekinck, A. Kawamura, and R. Hoft, A High Frequency AC/DC Converter with Unity Power Factor and Minimum Harmonic Distortion, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, pp. 364~370, 1991.
 [3] T.M. Jahns, Motion Control with Permanent-Magnet AC machine. Proceed. of the IEEE, Vol. 2, No. 7, pp. 1241-1252, August 1994.
 [4] T.C. Green, B.W. Williams, Derivation of Motor Line-current Waveforms from the DC-link Current of an Inverter, IEE Proceedings B, Vol.136, No.4, pp.196-203, July 1989
 [5] J.F. Mognihan, R.C. Kavanagh, M.G. Egan, J.M.D. Murphy, Indirect Phase Current Detection for Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Proceed. of EPE 91, Vol.3, pp. 641- 646, 1991.
 [6] J.F. Mognihan, S. Bolognani, R.C. Kavanagh, M.G. Egan, J.M.D. Murphy, Single Current Control of AC Servo Drives Using Digital Signal Processors, Proceed. of EPE 93, Vol. 4, pp.415-421, 1993.
 [7] J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, An ideal PWM-VSI Inverter Using only One Current Sensor in the DC-link, Proceed. of PEVD 94. pp. 458-464, 1994.
 [8] M. Riese, Phase Current Reconstruction of a Three-phase Voltage Source Inverter fed Drive using Sensor in the DC-link, Proceed. of PCIM96, pp. 95-101, 1996.

저 자 소 개



이우철 (李雨哲)
 1964년 3월 24일생. 1987년 한양대 전기공학
 학과졸업(학사). 1989년 동 대학원 졸업(석
 사). 1988년~1998년 효성중공업(주) 기술
 연구소 근무. 1995년~현재 동 대학원 박사
 과정
 Tel : 02-2290-0341, Fax : 02-2297-1569
 e-mail : woochul@hymail.hanyang.ac.kr



현 동 석 (玄 東 石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1966년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1984년~1985년 미국 토레도 대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기공학과 교수



이 택 기 (李 宅 基)

1963년 9월 4일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업(학사). 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1993년 동 대학원 졸업(박사). 1994년~1996년 서남대학교 전기공학과 전임강사. 1996년~현재 한경대학교 전기공학과 조교수
Tel : 0334-670-5292, Fax : 0334-670-5015
e-mail : tklee@hnu.hankyong.ac.kr