

축소차원 Luenberger 관측기를 이용한 단상 PWM 컨버터의 고역률 제어

論 文
49B - 8 - 4

The High Power Factor Control of a Single Phase PWM Converter using a Reduced-Order Luenberger Observer

梁 二 宇* · 金 榮 石**
(Lee-Woo Yang · Young-Seok Kim)

Abstract - In this paper, a current control system of a single phase PWM AC/DC converter using a reduced-order Luenberger observer without source voltage sensors is proposed. The sinusoidal input current and unity input power factor are realised based on the estimated source voltage performed by the reduced-order Luenberger observer using actual currents and DC link voltage. The poles of the reduced-order Luenberger observer are placed in the left half plane of s-plane by the pole-placement method in order to acquire the stability of the observer. The magnitude and the phase of the estimated source voltage are used to accomplish the unity power factor. The proposed method is implemented by DSP(Digital Signal Processor). Experimental Results verify that the reduced-order observer estimates the source voltage without the estimation error and the control system accomplishes the unity power factor, and constant DC link voltage.

Key Words : PWM converter, Reduced-order Luenberger observer, Sinusoidal input current, Unity power factor, DC link voltage

1. 서 론

전력전자 분야에 있어서 전력변환장치가 보편화되고 있으며, 특히 AC/DC 변환기에 있어서 다이오드 정류기가 많이 사용되어 왔다. 그러나 다이오드 변환기의 경우, 전원전류의 왜곡으로 인한 낮은 역률(power factor)과 고조파의 발생으로 EMI 및 유도장해등의 문제를 야기시키는 단점이 있어 이를 개선하는 방법으로 PWM 컨버터의 연구가 진행되고 있다[1]. PWM 컨버터는 전원전압과 동일한 위상의 컨버터 입력전류를 인가할 수 있도록 자기소호소자를 사용하여 고역률을 성취하고, 정현파 입력전류를 구성할 수 있다. 그러나, PWM 컨버터의 정확한 전류제어를 위해서는 전원전압센서 및 컨버터 입력전류센서와 DC링크전압센서를 필요로 한다. 전원전압센서는 전원위상을 검출하기 위하여 사용되고, 컨버터 입력전류센서는 전원위상과 동일한 전류 파형을 얻기 위하여 사용되며, DC링크전압센서는 부하에 대한 강인성을 확보하기 위하여 사용된다. 그러나, 이러한 센서는 고가이며 신호의 검출시 잡음의 영향으로 신뢰성의 저하가 우려되므로 센서의 제거가 요구되고 있다[2]. 센서중 컨버터 입력전류센서는 PWM 컨버터의 과전류 보호를 겸하고 있어 제거할 수 없고, DC링

크전압센서는 과전압 보호의 역할을 담당하므로 제거할 수 없으나 전원전압센서는 제거가 가능하다.

근래에 전원전압 센서리스 방법이 연구되어지고 있는데 그 방법으로 전원전압의 규범모델을 사용하는 방법[2]과 단순한 하드웨어를 이용하는 방법[3] 등이 있다. 그러나 규범 모델을 사용하고 있는 경우에는 규범 모델부와 추정부가 연계되고 있어 그 연산량이 많고, 또한 일정한 전원주파수를 고려하고 있기 때문에 전원주파수가 변하고 있는 경우에는 적용할 수 없는 단점이 있다. 또한 단순한 하드웨어를 이용하는 방법은 아날로그 및 디지털 소자를 이용한 필터회로와 미분회로, 부호변경회로등으로 구성되어져 있어 부하에 따라 회로정수가 변경되어져야 한다는 단점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 규범모델 없이 전원전압을 추정하는 축소차원 루엔버거(Luenberger) 관측기를 이용한 전원전압 센서없는 컨버터 시스템을 제안한다. 전원전압은 측정된 컨버터 입력전류와 DC링크전압을 이용하여 축소차원 루엔버거 관측기로 추정되고, 추정된 전원전압의 위상과 크기를 이용하여 컨버터 입력전류가 정현파를 지니면서 입력역률이 '1'이 되도록 PWM제어를 실시한다.

제안한 전원전압 센서없는 단상 PWM 컨버터의 고역률 제어는 DSP TMS320C31을 이용하여 구현하고, 실험결과를 축소차원 루엔버거 관측기가 거의 오차 없이 전원전압을 추정하고 있음을 확인하고, 추정된 전원전압의 위상과 크기 및 컨버터 입력전류 그리고 DC링크전압을 이용하여 컨버터 입력역률을 '1'로하고, DC링크전압을 일정하게 할 수 있음을 증명한다.

* 正 會 員 : 仁 荷 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

** 正 會 員 : 仁 荷 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 1999 年 10 月 4 日

最 終 完 了 : 2000 年 6 月 21 日

2. PWM 컨버터 모델링

그림 1은 PWM 컨버터의 구성을 나타내었다. 역 병렬 다이오드를 갖는 IGBT를 사용하여 구성하였고, 정류동작과 부하측에서 전원측으로 회생하는 동작을 동시에 실현할 수 있는 구조이다. 그림 1의 회로는 전압을 승압할 수 있는 승압형 컨버터로 전원전압이 정(+)인 경우와 부(-)인 경우로 분리할 수 있다.

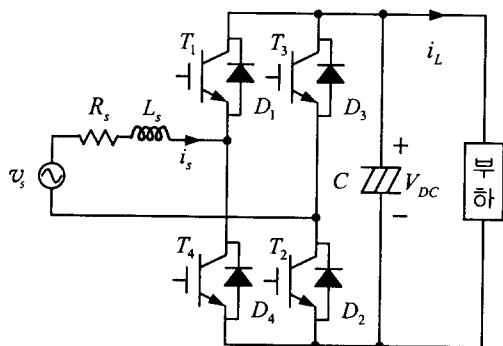


그림 1 단상 PWM 컨버터
Fig. 1 Single phase PWM converter

2.1 $v_s > 0$ 인 경우

가. T₁ 과 T₂ On 시

DC링크전압이 전원전압으로 회생되는 모드로 인덕턴스와 저항 및 콘덴서로 구성되고, 그에 따르는 전압과 컨버터 입력전류 방정식은 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} v_s &= R_s i_s + L_s p i_s + V_{dc} \\ i_s &= i_L + p V_{dc} / C \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, v_s : 전원전압, i_s : 컨버터 입력전류
 R_s : 입력 인덕터 저항, L_s : 입력 인덕턴스
 C : 출력 캐패시터, $p = d/dt$: 미분 연산자
 i_L : 부하전류, V_{dc} : DC링크전압

컨버터 입력전류와 DC링크전압을 상태변수로 한 상태방정식은 식(2)와 같다

$$\begin{aligned} p i_s &= (v_s - R_s i_s - V_{dc}) / L_s \\ p V_{dc} &= (i_s - i_L) / C \end{aligned} \quad (2)$$

나. D₂ 와 T₄ On시

전원을 인덕터만으로 단락시킨 상태이고, 부하측에서는 콘덴서에 축적되어진 에너지에 의하여 부하측으로 전원을 공급하게 된다. 이 때의 컨버터 입력전류와 DC링크전압을 상태변수로 방정식을 구하면 식(3)이 된다.

$$\begin{aligned} p i_s &= (v_s - R_s i_s) / L_s \\ p V_{dc} &= -i_L / C \end{aligned} \quad (3)$$

다. 평균치 모델(Averaging Model)

부하전류 및 DC링크전압을 상태변수로 한 상태방정식은 그 스위칭 상태에 따라 식(1)과 식(3)으로 표현되고 있으므로, 한 샘플 주기동안 턴-온과 턴-오프의 듀티를 입력으로 하고, 부하전류 및 DC링크전압을 출력으로 하는 상태방정식을 구성하여 평균치 모델을 구한다. 스위치 T₁과 T₂의 턴-온(Turn-On)구간을 D라하고, D₂와 T₄의 턴-온 구간은 1-D라 하면, T₁과 T₂의 턴-온 구간의 부하전류는 컨버터 입력전류와 동일하므로 식(2)과 식(3)은 식(4)와 식(5)가 된다.

$$D p i_s = (v_s - R_s i_s - V_{dc}) D / L_s \quad (4)$$

$$\begin{aligned} D p V_{dc} &= D (i_s - i_L) / C \\ (1 - D) p i_s &= (v_s - R_s i_s) (1 - D) / L_s \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} (1 - D) p V_{dc} &= (1 - D) (-i_L) / C \\ \text{여기서, } D &: \text{PWM 듀티} \end{aligned}$$

식(4)와 식(5)의 컨버터 입력전류와 DC링크전압을 각각에 대하여 가산하면 식(6)과 같은 평균치 모델을 얻을 수 있다. 식(6)은 컨버터 입력전류와 DC링크전압을 출력으로 하고 D를 입력으로 하는 모델이다.

$$\begin{aligned} p i_s &= \frac{(v_s - R_s i_s)}{L_s} - \frac{D}{L_s} V_{dc} \\ p V_{dc} &= (D i_s - i_L) / C \end{aligned} \quad (6)$$

2.2 $v_s < 0$ 인 경우

$v_s < 0$ 의 경우에는 스위치 T₃와 T₄가 턴-온되면 회생되는 모드이고, D₃와 T₁이 턴-온되면 전원단락상태가 된다. T₃와 T₄가 턴-온되는 구간을 D라 하고, D₃와 T₁의 턴-온 구간을 1-D라 하여 평균치 모델을 설정하면 식(7)과 같다.

$$\begin{aligned} p i_s &= \frac{(v_s - R_s i_s)}{L_s} + \frac{D}{L_s} V_{dc} \\ p V_{dc} &= (-D i_s - i_L) / C \end{aligned} \quad (7)$$

3. 컨버터 입력전류 및 DC링크전압 변동 제어

전원전압과 컨버터 입력전류의 위상을 동일하게 하여 입력역률을 '1'로 하고, 고조파의 억제력을 위하여 식(6)과 식(7)을 듀티에 관하여 전개하면 식(8)을 얻을 수 있다.

$$D = \frac{(v_s - L_s p i_s - R_s i_s)}{V_{dc}} \quad (8)$$

이 때, 전원전류 지령치를 전원전압의 위상과 동일하도록 설정하면 식(9)와 같다.

$$i_{sref} = \sqrt{2} I_{ref} \cos(\theta)$$

여기서, i_{sref} : 전원전압 위상과 동일한 컨버터
입력전류 지령치 (9)
 I_{ref} : 컨버터 입력전류 지령치의 실효치
 θ : 전원전압 위상

식(8)과 식(9)에 의하여 식(10)과 같이 인가 듀티를 설정할 수 있다. 설정된 듀티는 지령전류에 상응하는 값이 되므로 전원전압과 동일한 위상의 컨버터 입력전류를 얻게 된다. 따라서, 컨버터의 입력 역률을 향상할 수 있다.

$$D = \frac{(v_s - L_s \frac{di_{sref} - i_s}{dt} - R_s i_s)}{V_{dc}} \quad (10)$$

식(10)은 미분요소가 포함되어 있으므로 입력의 떨림이 발생할 우려가 있다. 따라서, 듀티는 식(11)과 같이 변경하고, 식(11)의 컨버터 입력 지령전류는 식(12)과 같은 PI제어를 실시함으로써 컨버터 입력전류를 지령전류에 일치시킨다[4].

$$D = \frac{(v_s - v_{ref})}{V_{dc}} \quad (11)$$

$$v_{ref} = K_p e + K_I \int e dt$$

여기서, v_{ref} : PI 출력: 컨버터 입력전압 지령치 (12)
 $e = i_{sref} - i_s$
 K_p : 비례이득, K_I : 적분이득

일정한 DC링크전압을 얻기 위하여 DC링크전압의 변동을 고려하면 다음의 최종 컨버터 입력전압 지령치를 얻을 수 있다.

$$v_{ref} = K_p e + K_I \int e dt + K_{dc} e_1$$

여기서, $e_1 = V_{dc}(k) - V_{dc}(k-1)$ (13)
: DC링크전압 변동
 K_{dc} : DC링크전압 변동분 비례이득

식(13)에 의하여 식(11)을 수정하면 식(14)과 같다.

$$D = \frac{(v_s - K_p e - K_I \int e dt - K_{dc} e_1)}{V_{dc}} \quad (14)$$

식(14)에 따라 듀티를 결정하면, 컨버터 입력 지령전류에 대하여 실제전류를 일치시킬 수 있고, DC링크전압 변동도 발생하지 않도록 할 수 있다.

4. 전원전압 관측기

전원전압의 추정을 위하여 축소차원(reduced-order) 루엔버거 관측기를 사용하였다. 축소차원 관측기는 연산량을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 하드웨어적인 접근도 가능하다. 식(6)의 PWM 컨버터 평균치 모델과 샘플링 기간동안 전원전

압의 변동은 발생하지 않는다고 가정하면 식(15)의 상태 방정식을 얻을 수 있다. 식(15)는 입력을 DC링크전압으로 하고, 출력을 전원전압 및 컨버터 입력전류로 하는 방정식이다.

$$p i_s = \frac{(v_s - R_s i_s)}{L_s} - \frac{D}{L_s} V_{dc} \quad (15)$$

$$p v_s = 0$$

식(15)으로부터 축소차원 루엔버거 관측기를 구성하면 식(16)와 같다.

$$p \hat{v}_s = -\frac{K_e}{L_s} \hat{v}_s + K_e (p i_s + \frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{D V_{dc}}{L_s}) \quad (16)$$

여기서, K_e : 추정 이득(Gain)
 \hat{v}_s : 추정 전원전압

식(16)의 관측기의 안정성은 식(17)에 의하여 확보될 수 있다.

$$K_e > 0 \quad (17)$$

식(17)의 관측기는 컨버터 입력전류와 DC링크전압을 사용하여 직접적으로 전원전압을 추정하는 형태를 지니고 있다. 따라서, 히스테리시스 전류 제어법을 사용할 경우 전류의 변동폭을 무한히 좁힐 수 없으므로, 불연속적인 전류의 변동으로 인한 추정 전원전압의 떨림 현상이 발생할 우려가 있다. 따라서, 듀티 가변을 통한 컨버터 입력전류의 제어로 컨버터 입력전류의 급변을 제거하고 DC링크전압의 변동을 억제함으로써 전원전압을 안정하게 추정할 수 있다. 또한 식(17)에 의하여 관측기의 안정성도 보장할 수 있다.

5. 모의실험 및 실험 결과

그림 2는 본 실험에서 실시한 전체 시스템 제어 블럭도를 보이고 있다.

컨버터 입력전류와 DC링크전압을 측정하고, 그 양을 축소차원 루엔버거 관측기에 입력하여 전원전압을 추정한다. 추정된 전원전압의 위상을 이용하여 컨버터 입력 지령전류를 식(18)과 같이 설정한다.

$$i_{sref} = \sqrt{2} I_{ref} \cos(\hat{\theta}) \quad (18)$$

식(18)은 입력역률을 '1'로 하기 위하여 전원전압 위상과 동일하면서, 정현파 입력 지령전류를 얻을 수 있도록 한다. 실제 컨버터 입력전류와 지령전류와의 전류오차를 비례-적분(PID)한 값과 DC링크전압의 변동분에 비례이득(K_{dc})를 곱셈한 값을 가산하여 새로운 지령전압을 얻는다. PWM 제어부에서는 지령전압과 DC링크전압, 추정 전원전압을 이용하여 PWM 듀티를 결정하고, 그 듀티에 따라 각 스위칭 소자의 턴-온·턴-오프 신호를 게이트 드라이브 회로(Gate Drive Circuit)에 출력한다.

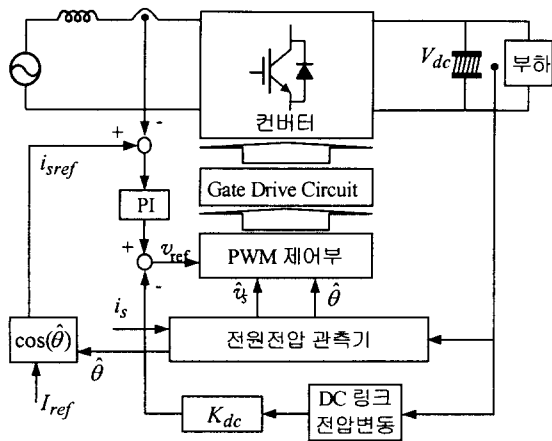


그림 2 PWM 컨버터 블럭선도
Fig. 2 Block diagram of the PWM converter

표 1 컨버터의 사양

Table 1 Specification of the converter

전원전압	220 [V]
부하저항	16 [Ω]
전원측 인덕턴스	3.92 [mH]
전원측 저항	0.2 [Ω]
DC링크 콘덴서	4700 [μF]

컨버터의 상수는 표1과 같고, 전원전압은 60Hz 상용 전원을 사용하였다. 또한 스위칭 주파수는 10kHz이다.

5.1 모의실험 결과

그림 3은 30A의 컨버터 입력전류 지령시 전원전압(a)와 추정 전원전압(b) 그리고 추정오차(c)를 보이고 있다. 추정오차는 거의 15V 이내로 나타나고 있으며, 위상오차는 거의 1° 이내로 루엔버거 관측기는 전원전압을 양호하게 추정하고 있다.

그림 4는 전원전압과 컨버터 입력전류를 보이고 있다. 컨버터 입력전류는 실효치 30A이며, 전원전압과의 위상차는 1.3°로 전원전압과 거의 동위상을 보이고 있다.

5.2 실험 결과

모의실험 결과를 토대로 실험을 실시하였다. 실험에 사용한 컨버터의 스위칭 소자는 600V/70A IGBT를 사용하였고, 전원전압의 추정과 컨버터 입력전류 제어 및 DC링크전압 변동 제어를 위하여 DSP TMS320C31을 사용하였다. 이 때 샘플링 시간은 70 μsec 이며 실제 관측기의 연산시간은 10 μsec 이다.

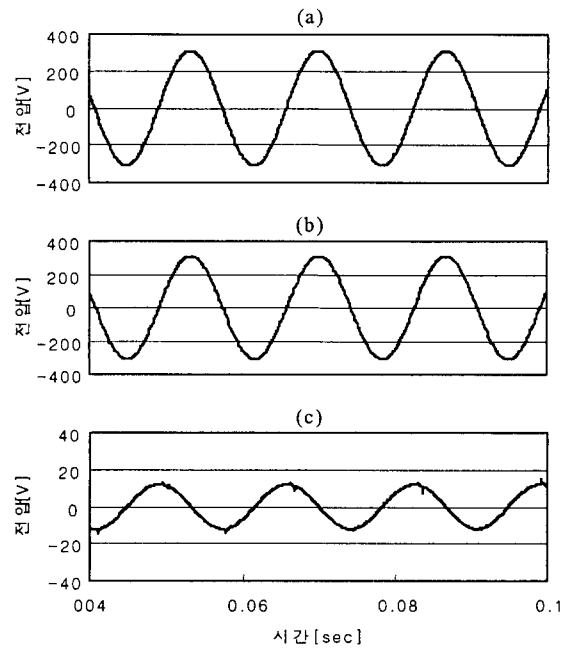


그림 3 30A지령시 (a) 전원전압, (b) 추정 전원전압, (c) 추정오차
Fig. 3 (a) Source voltage (b) estimated source voltage (c) estimation error when the reference current is 30A

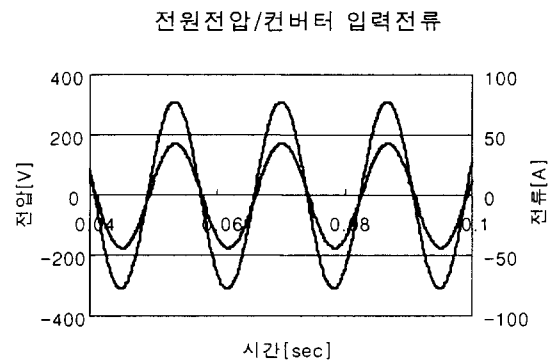


그림 4 전원전압, 컨버터 입력전류
Fig. 4 Source voltage and converter input current

그림 5는 전원전압·추정 전원전압 및 추정오차를 보이고 있다. 추정오차는 전원전압의 제로크로싱(Zero Crossing) 부근에서 크게 나타나고 있다. 이는 전원전압과 추정전원전압의 위상차가 있음을 의미하고, 그 결과를 그림 6에서 확인할 수 있다. 그림 6은 실제 전원전압 위상과 추정 전원전압 위상, 추정 위상오차를 나타내고 있으며, 추정 위상오차는 최대 1.2°로 1% 이내의 오차 범위이다.

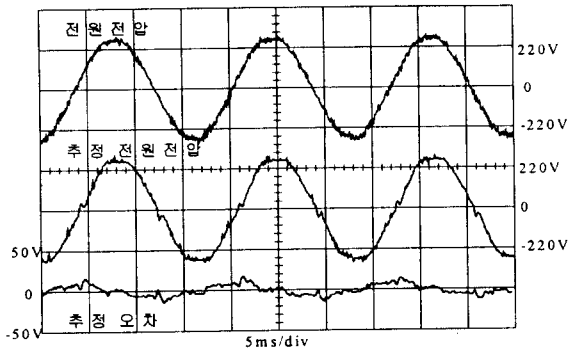


그림 5 전원전압, 추정 전원전압, 추정오차
 Fig. 5 Source voltage, estimated source voltage and estimation error

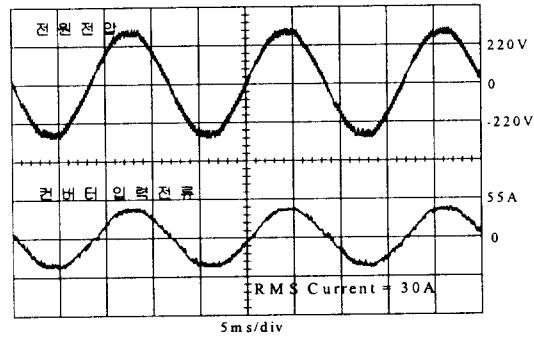


그림 7 30A지령시 전원전압, 컨버터 입력전류
 Fig. 7 Source voltage and converter input current when the reference current is 30A

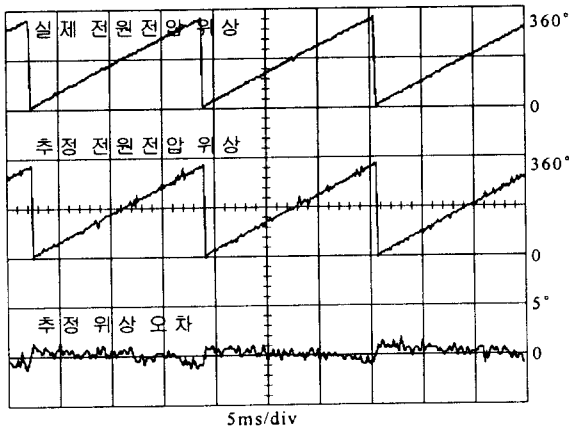


그림 6 30A지령시 실제 전원전압 위상, 추정 전원전압 위상, 추정 위상오차
 Fig. 6 Actual source voltage phase, estimated source voltage phase and estimation phase error when the reference current is 30A

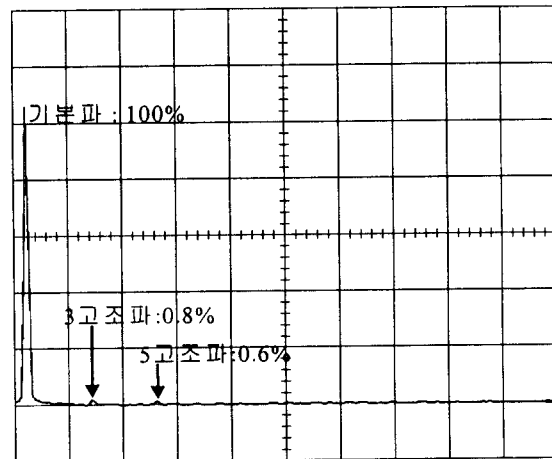


그림 8 전원전류의 스펙트럼
 Fig. 8 Spectrums of the source current

그림 5에서 나타난 전원전압은 3 고조파 3%, 5 고조파 3.5%를 포함하고 있어 추정 전원전압도 같은 고조파 성분을 포함하고 있다. 따라서, 본 실험에서는 식(16)과 같이 컨버터 입력 지령전류값을 설정하기 위하여 컷-오프(Cut-Off) 주파수가 500rad/sec인 로우패스필터(Low Pass Filter)를 사용함으로써 추정전원전압으로부터 60Hz 성분만을 추출하고, 추출된 기본파 성분의 추정위상을 식(18)에 대입함으로써 컨버터 입력 지령전류를 정현파로 할 수 있었다. 그림 7은 식(18)과 로우패스 필터를 통하여 얻은 30A의 정현파 지령전류를 인가하였을 때 전원전압 및 컨버터 입력전류를 보인다. 실제 컨버터 입력전류는 거의 정현파에 가깝고, 전원전압과 컨버터 입력전류의 위상차는 3.4° 이다.

그림 8은 고조파 분석 파형으로 23조파까지 분석하였고,

스위칭 주파수 대역에서의 고조파는 무시하였다. 컨버터 입력전류는 3 고조파 0.8%, 5 고조파 0.6%를 포함하고 있어, 전원전압과 컨버터 입력전류와의 위상오차와 컨버터 입력전류 고조파를 고려한 입력종합역률은 0.99정도로 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

그림 9는 30A지령시 전원전압, 컨버터 입력전류, DC링크 전압을 나타낸 그림으로, DC링크전압을 고려하여 PWM 듀티(duty)를 결정함으로써 DC링크전압의 변동이 5V정도로 억제되고 있음을 확인할 수 있었다.

그림 10은 컨버터 입력 지령전류를 27A→42A→27A로 가변하였을 때 전원전압과 컨버터 입력전류를 보이고 있다. 컨버터 입력 지령전류가 변동하였을 때에도 전원전압과 동일한 위상을 갖으면서, 정현형상의 컨버터 입력전류를 얻을 수 있었다. 가변 지령에 대한 응답은 1msec이내이고 42A에서도 전원전압과 동일위상이며, 정현 형상을 갖는 컨버터 입력전류를 얻을 수 있었고, 역률도 0.99정도로 할 수 있었다.

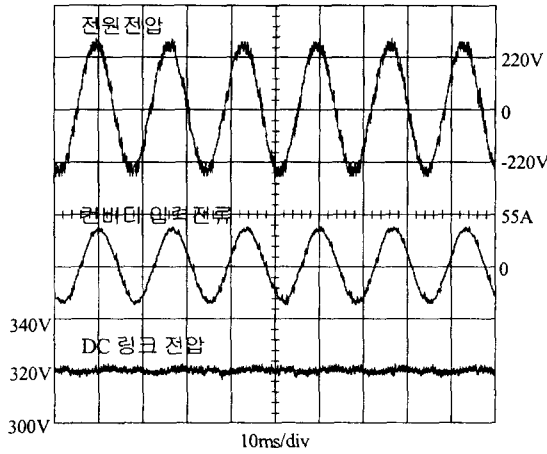


그림 9 30A지령시 전원전압, 컨버터 입력전류, DC링크전압

Fig. 9 Source voltage, converter input current and DC link voltage when the reference current is 30A

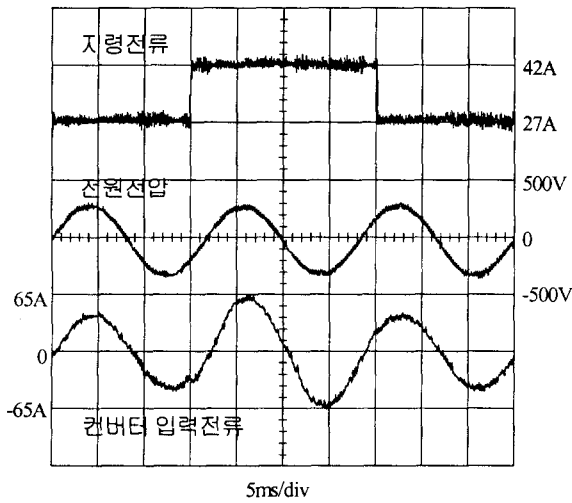


그림 10 27A→42A→27A 가변지령시 지령전류 실효치, 전원전압, 컨버터 입력전류

Fig. 10 Reference current rms value, source voltage and converter input current when the reference current is changed(27A→42A→27A)

그림 11은 27A→42A→27A 가변 지령전류에서의 전원전압과 추정 전원전압, 그리고 추정오차를 보이고 있다. 가변 지령전류에서도 추정 전원전압은 작은 오차로 실제 전원전압을 추정하고 있음을 확인하였다.

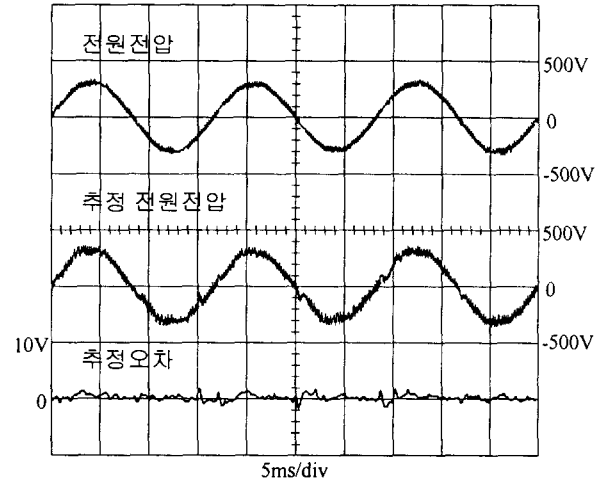


그림 11 27A→42A→27A로 가변 지령시 전원전압, 추정전원전압, 추정오차

Fig. 11 Source voltage, estimated source voltage and estimation error when the reference current is changed(27A→42A→27A)

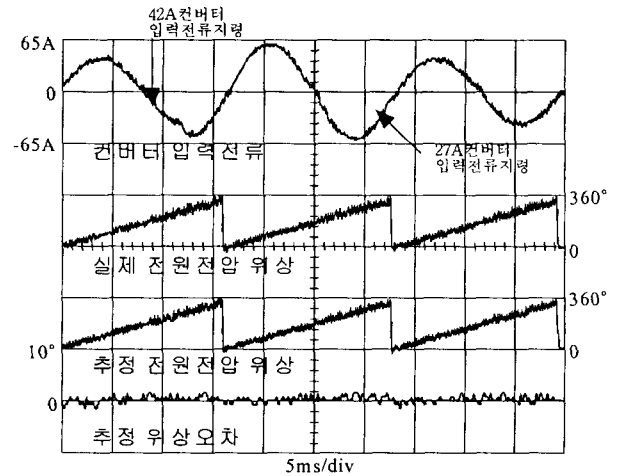


그림 12 27A→42A→27A 가변지령시 컨버터입력전류, 실제 전원전압 위상, 추정 전원전압 위상, 추정오차

Fig. 12 Converter input current, actual source voltage phase, estimated source voltage phase and estimation error when the reference current is changed (27A→42A→27A)

그림 12는 역시, 가변 컨버터 지령전류에서의 컨버터 입력전류와 실제 전원전압 위상, 추정 전원전압 위상, 그리고 추정 위상오차를 보이고 있다. 추정 전원전압 위상은 실제 전원전압 위상을 최대 1.2°의 오차로 추정하고 있음을 확인하였다.

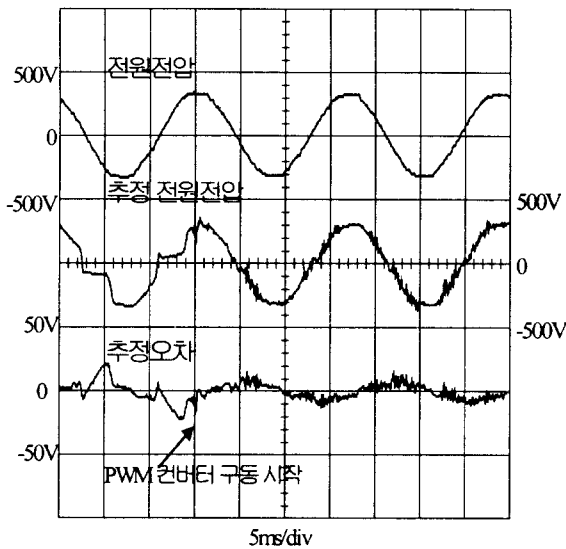


그림 13 PWM 컨버터의 초기 구동시 실제 전원전압, 추정 전원전압, 추정오차

Fig. 13 Actual source voltage, estimated source voltage and estimation error when the PWM converter is started

그림 13은 컨버터의 초기 구동시의 파형으로 전원전압, 추정 전원전압, 추정오차를 보이고 있다. PWM 컨버터의 초기 구동시 1msec이내에 추정 전원전압은 실제 전원전압을 추정하고 있다. 과도상태에서의 추정 전원전압과 실제 전원전압의 오차는 초기에 최대 30V로 나타나고 있다. 다이오드 정류 모드에서는 컨버터 입력전류가 '0'인 구간이 존재하므로, 전원전압을 정확하게 추정하지 못하고 있으나, PWM 컨버터의 구동이 시작되면, 빠르게 전원전압을 추정하고 있다.

6. 결 론

본 실험을 통하여 제안한 시스템에 대한 다음의 결과를 얻을 수 있었다.

1. 전원전압을 축소차원 루엔버거 관측기를 이용하여 작은 추정오차로 양호한 추정성능을 얻을 수 있었다.
2. 추정된 전원전압을 이용하여 컨버터 입력전류를 정현파로 만들 수 있었으며, 입력중합역률을 0.99정도로하고 고조파도 제거할 수 있었다.
3. 컨버터 입력전류의 지령을 변경하였을 때에도 빠른 시간 내에 추종할 수 있음을 확인하였다.

4. 고조파가 포함된 전원전압을 추정하여 저역필터로 기본파를 추출할 수 있었으며, 그에 따라 입력 역률을 개선할 수 있었다.

추후 제안한 방법이 3상에 대해서 적용할 수 있음을 연구 검토한다.

참 고 문 헌

- [1] 高橋,池下, "單相整流回路の入力電流波形改善", 日本電氣學會 電學論B,105卷, 2号,pp174-178, 1985
- [2] 竹下降請, "電源位相角および電壓檢出器を除去した單相高力率 PWMコンバータ", 日本電氣學會 電學論D,113卷, 10号,pp1209-1215, 1993
- [3] Itaru Ando, Isao Takahashi, Kouji Utsunomiya, " A simple Sensorless Method for Sinusoidal PWM Converters", PCC-Nagaoka '97, Vol.1, pp241-246, 1997
- [4] T.G.Habetler, "A Space Vector-Based Rectifier Regulator AC/DC/AC Converter", IEEE Trans. Industrial Applications, Vol8. No1, pp30-36, 1993

저 자 소 개



양 이 우 (梁 二 宇)

1968년 12월 30일생. 1995년 인하대 전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
Tel : 032-860-7397, Fax : 032-863-5822



김 영 석 (金 榮 石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기 공학과 졸업(공학박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 선임연구원, 실장. 현재 인하대 공대 전기공학과 교수

Tel : 032-860-7397, Fax : 032-863-5822