

축소차원 Luenberger 관측기를 이용한 단상 PWM 컨버터의 고역율 제어

양이우, 유지용, 김영석
인하대학교

The Control of Single Phase High Power Factor PWM converter using Reduced-order Luenberger Observer

Iee-Woo Yang, Ji-Yong Yoo, Young-Seok Kim
Inha Univ

Abstract

In this paper, the authors propose a current control system of single phase PWM AC/DC converter without the source voltage sensors. The sinusoidal input current and unity effective power factor are realised based on the estimated source voltage in the controller. The estimations of source voltage are performed based on the reduced-order Luenberger observer using actual currents. The estimated source voltage is used to accomplish unity power factor.

The proposed method is proved by simulations

1. 서론

전력전자 분야에 있어서 전력변환장치가 보편화되고 있으며, 특히 AC/DC 변환기에 있어서 다이오드 정류기가 그 주종을 이루고 있다. 그러나 다이오드 변환기의 경우, 낮은 효율과 성능, 그리고 고조파의 발생으로 인하여 점진적으로 PWM 컨버터의 사용이 진행되어 왔다.[1] PWM 컨버터의 정확한 제어를 위해서는 전원 전압, 전류, DC 링크 전압을 검출할 필요가 있다. 그러나, 이러한 검출 센서는 고가이며 검출시 잡음 등의 영향으로 인한 신뢰성의 저하가 우려된다.[2]

본 논문에서는 전원위상 및 전원전압의 센서없는 컨버터 시스템을 제안한다. 전원전압은 측정된 실제전류를 이용하여 전원전압 크기와 위상을 추정하는 축소차수 Luenberger 관측기를 설계한다. 관측기의 출력인 추정전원전압을 통하여 실제 전류가 정현파를 지니면서, 입력역율이 "1"이 되도록 PWM제어를 실시한다.

2. PWM 컨버터 모델링

그림1은 PWM 컨버터의 구성을 보인다. 정류 및 회생동작을 동시에 실현할 수 있는 구조로 되어 있다.

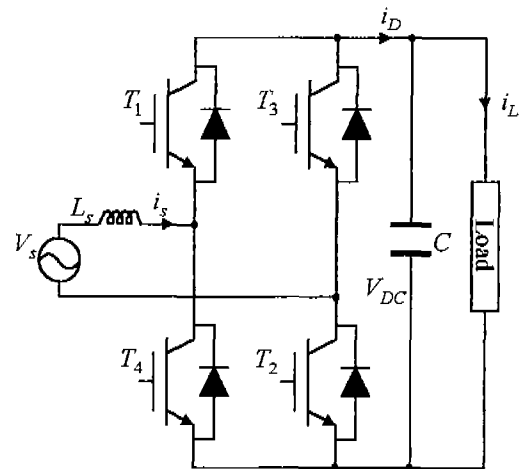


그림 1. PWM 컨버터

상기의 PWM 컨버터는 Boost형이므로, 다음의 두 스위칭 조건으로 분리할 수

있다.

2.1 $V_s > 0$ 인 경우

가. T_1 과 T_2 On 시

컨버터의 전압방정식은 식(1),(2)와 같다.

$$V_s = R_s i_D + L_s \frac{di_D}{dt} + V_{DC} \quad (1)$$

$$i_D = i_L + C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (2)$$

여기서,

R_s : 입력 인덕턴스 저항

L_s : 입력 인덕턴스

전원전류와 DC링크전압을 상태변수로 한 전압방정식은 식(3),(4)와 같다.

$$\frac{di_D}{dt} = (V_s - R_s i_D - V_{DC}) / L_s \quad (3)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = (i_D - i_L) / C \quad (4)$$

나. T_2 와 T_4 On시

$$V_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (5)$$

$$0 = i_L + C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (6)$$

$$\frac{di_s}{dt} = (V_s - R_s i_s) / L_s \quad (7)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = -i_L / C \quad (8)$$

다. 평균치 모델(Averaging Model)

T_1 과 T_2 의 턴-온(Turn-On)구간을

D 라 하면 T_2 와 T_4 의 턴-온 구간은 $1-D$ 가 된다. 또한 T_1 과 T_2 의 턴-온 구간의 전류(i_D)는 전원 전류(i_s)와 동일하므로 식(3)과 식(7)은 식(9)와 식(10)이 된다.

$$\frac{di_s}{dt} D = (V_s - R_s i_s - V_{DC}) D / L_s \quad (9)$$

$$\frac{di_s}{dt} (1-D) = (V_s - R_s i_s) \frac{(1-D)}{L_s} \quad (10)$$

식(9)와 식(10)의 평균치 모델은 식(11)과 같다.

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{(V_s - R_s i_s)}{L_s} - \frac{D}{L_s} V_{DC} \quad (11)$$

동일한 방법으로 DC링크전압에 대해서 정리하면, 식(12)와 같다.

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = (D i_s - i_L) / C \quad (12)$$

식(11)과 식(12)으로부터 전원전류 i_s 와 DC링크전압 V_{DC} 는 듀티(Duty)인 D 에 따라 제어될 수 있음을 알 수 있다.

2.2 $V_s < 0$ 인 경우

$V_s > 0$ 의 경우와 반대로 하면 다음의 결과를 얻을 수 있다.

T_3 과 T_4 턴-온 구간을 D 라 하고, T_2 와 T_4 턴-온 구간을 $1-D$ 라 하여 평균치 모델을 설정하면 식(13)과 식(14)와 같다.

$$\frac{di_D}{dt} = \frac{(-V_s - R_s i_D)}{L_s} - \frac{D}{L_s} V_{DC} \quad (13)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = (Di_D - i_L)/C \quad (14)$$

3. 전원전류 제어

본 절에서는 입력 전원의 역을을 “1”로 하는 방법에 대하여 서술한다.

전원전압과 전원전류의 위상을 동일하게 하여 입력역을을 “1”로하고, 고조파의 억제를 위하여 공간벡터변조방식을 사용하였다[3]. 전압위상과 동일한 전류의 지령치에 대하여 다음과 같은 PI제어를 실시한다.

$$i_{ref} = K_P e + K_I \int e dt \quad (15)$$

여기서, i_{ref} : PI 출력

$$e = i_{sref} - i_s$$

DC링크전압의 안정화를 위하여, DC링크전압의 변동을 고려하면 다음의 최종 전류 지령치를 얻을 수 있다.

$$i_{ref} = K_P e + K_I \int e dt + K e_1 \quad (16)$$

여기서, $e_1 = V_{dc}(k) - V_{dc}(k-1)$

또한, 식(11)의 상태방정식으로부터 인가 듀티는 다음의 식(17)에 의하여 구할 수 있다.

$$D = \frac{(V_s - L_s \frac{di_s}{dt} - R_s i_s)}{V_{DC}} \quad (17)$$

식(17)과 식(16)에 따라 듀티를 결정하면, 식(18)과 같다.

$$D = \frac{(V_s - i_{ref})}{V_{DC}} \quad (18)$$

식(18)에 따라 듀티(Duty)를 결정하면, 지령 전류에 대하여 실제전류를 일치시킬 수 있고, DC링크전압 변동 또한, 발생하지 않도록 할 수 있다.

4. 축소차원 Luenberger 관측기

전원전압의 추정을 위하여 축소차원(Reduced - order) Luenberger 관측기를 사용하였다. 축소차원 관측기는 연산량을 줄일 수 있어 실 시스템에 적용하기 쉽다.

식(11)의 PWM 컨버터 평균치모델과 샘플링 기간동안 전원전압의 변동은 발생하지 않는다고 가정하면 식(19)의 상태 방정식을 얻을 수 있다. 식(19)는 입력을 DC링크전압으로 하고, 출력을 전원전압 및 전원전류로 하는 방정식이다.

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{(V_s - R_s i_s)}{L_s} - \frac{D}{L_s} V_{DC} \quad (19)$$

$$\frac{dV_s}{dt} = 0$$

식(19)로부터 축소차원 Luenberger 관측기를 구성하면, 다음과 같다.

$$\frac{dV_{se}}{dt} = -\frac{K_e}{L_s} V_{se} + K_e \left(\frac{di_s}{dt} + \frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{DV_d}{L_s} \right) \quad (20)$$

여기서, K_e : 추정 게인(Gain)

식(20)의 관측기의 안정성은 식(21)에 의하여 확보될 수 있다.

$$K_e > 0 \quad (21)$$

식(20)의 관측기는 전원전류와 DC링크전압을 사용하여 직접적으로 전원 전

압을 추정하는 형태를 지니고 있다. 따라서, 히스테리시스 전류제어법을 사용할 경우 전류의 변동폭을 무한히 줄일 수 없으므로, 불연속적인 전류의 변동으로 인한 추정 전원전압의 떨림현상이 발생할 우려가 있다. 그러나, 공간벡터변조기법을 통하여 전류의 급변을 제거함으로써, 전원전압추정은 안정화될 수 있다.

5. 모의실험.

5.1 전체 블록 선도.

그림2은 본 모의실험에서 실시한 전체 블록선도를 보이고 있다.

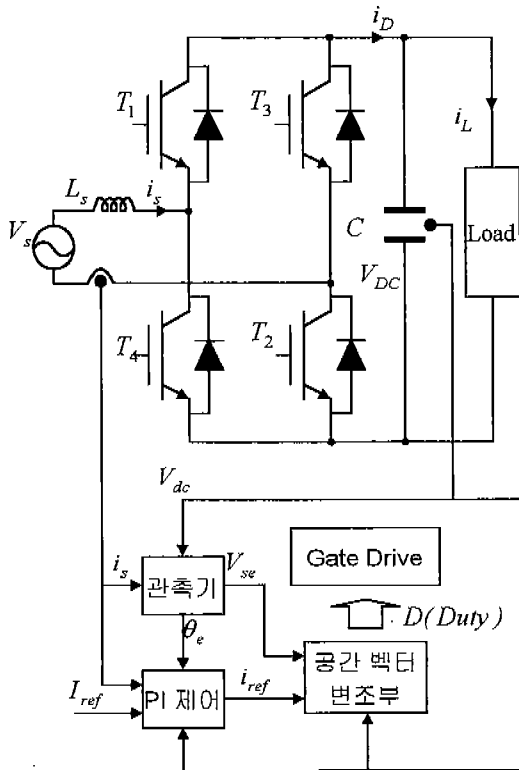


그림2. 전체 블록선도

컨버터에서 전원전류와 DC링크전압을 측정하고, 그 양을 축소차원 Luenberger 관측기에 입력하여 전원 전압을 추정한다.

추정된 전원전압의 위상을 이용하여 원하는 지령전류를 식(22)와 같이 설정한다.

$$i_{sref} = I_{ref} \sin(\theta_e) \quad (22)$$

식(22)는 전원위상과 동일한 전류 지령을 출력하기 위함이다.

PI제어부에서는 전류오차와, DC링크전압을 이용하여 새로운 전류지령치를 공간벡터변조부로 출력한다.

공간벡터변조부는 추정전압과 전류지령치, DC링크전압을 이용하여 듀티를 결정하고, 그 듀티에 따라 각 스위칭(Switching)소자를 Drive한다.

5.2 모의실험 회로정수

전원전압	220 [V]
부하저항	100 [ohm]
전원측 인덕턴스	3.3 [mH]
전원측 저항	1 [ohm]
DC링크 콘덴서	1000[uF]

그림2. 전체 블록선도

5.3 모의실험 결과

그림3와 그림4은 전원 전압과 추정전압을 보인 것으로 추정 전압은 실제전압을 5%의 추정오차를 보이면서, 추정하고 있다.

그림5는 실효전류 5A와 10A에서의 전원전압과 전원전류 파형을 보이고 있다. 전원위상과 전류위상은 동일하며, 추정된 전원전압을 통하여 제어를 실현하고 있다.

이때의 전류 하모닉팩터(Harmonic Factor)는 4.02% 이며, 역율(Power

Factor)은 0.99 이다.

그림6는 고조파 분석을 보이는 것이다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 기본파 성분에 대한 3고조파가 3.1% 정도로 거의 보이지 않고 있고, 5고조파 이상의 고조파는 거의 발생하지 않고 있다. 이는 추정된 전원전압을 이용하여 거의 완전하게 고조파를 억제하고 있음을 보여준다.

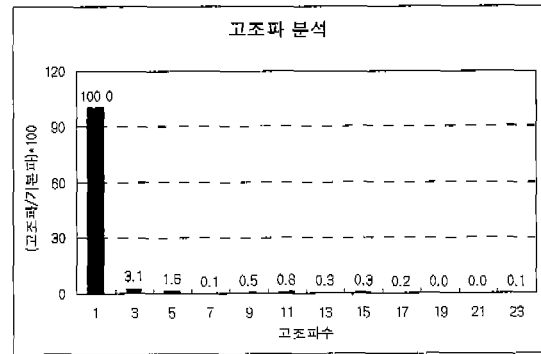


그림6. 고조파 분석

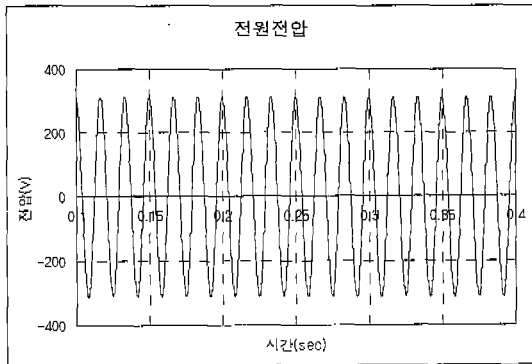


그림3. 전원전압

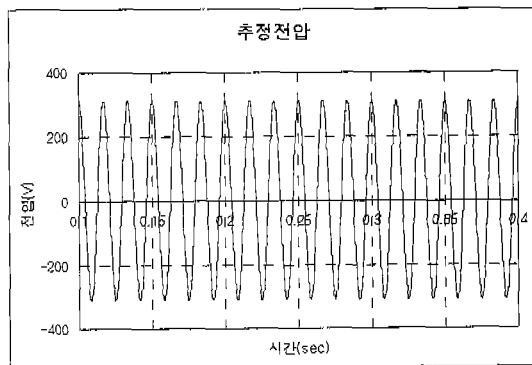


그림4. 추정전압

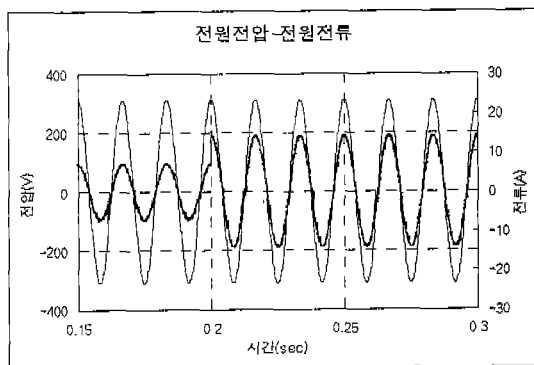


그림5. 전원전압-전원전류

6. 결론

모의실험결과를 토대로 다음의 결론을 얻을 수 있었다.

1. 축소차원 Luenberger 관측기를 이용하여 전원전압을 추정할 수 있었다.
2. 역을 0.99로 거의 "1"을 성취할 수 있었다.
3. 고조파 발생을 억제할 수 있었다.
4. 전원 전압 센서리스 단상 PWM 컨버터의 제어에 있어서, 공간벡터변조방식을 이용하여 고역율을 실현할 수 있었고, 고조파도 제거할 수 있었다.

추후 실험을 통하여 본 시스템의 타당성을 증명한다.

참고 문헌

- [1] 高橋,池下, "單相整流回路の入力電流波形改善", 電學論B,105,174
- [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 コソハタ", 電學論D,113卷,10号
- [3] T.G.Habetler, "A Space Vector-Based Rectifier Regulator AC/DC/AC Converter", IEEE Trans, Vol8. No1, pp30-36.1993