

축소차원 Luenberger 관측기를 이용한 단상 PWM 컨버터의 고역률 제어

*양이우, **이용근, *김영석

* 인하대학교 전자·전기·컴퓨터 공학부, ** 인하공업전문대학 전기공학과

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

*Iee-Woo Yang, **Yong-Geun Lee, *Young-Seok Kim

*School of Electrical & Computer Engineering, Inha Univ. **Electrical Engineering, Inha Technical College

Abstract

In this paper, a current control system for single phase PWM AC/DC converter without the source voltage sensors is proposed. The sinusoidal input current and unity effective power factor are realised based on the estimated source voltage in the controller. The estimation of source voltage is performed by 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 experiments.

요하다. 센서중 컨버터 입력전류센서는 PWM 컨버터의 과전류 보호를 겸하고 있어 제거할 수 없고, DC 링크전압센서는 과전압 보호의 역할을 담당하므로 제거할 수 없으나 전원전압센서는 제거가 가능하다.

본 논문에서는 전원전압센서없는 컨버터 시스템을 제안한다. 전원전압은 측정된 컨버터 입력전류를 이용하여 전원전압을 루엔버거(Luenberger)관측기로 추정하고, 추정된 전원전압을 이용하여 컨버터 입력전류가 정현파를 지나면서 입력역률이 "1"이 되도록 공간벡터변조방식을 채용하여 PWM제어를 실시한다.

제안한 전원전압센서없는 단상 PWM 컨버터의 고역률 제어는 실험을 통하여 타당성을 증명한다.

1. 서론

전력전자 분야에 있어서 전력변환장치가 보편화되고 있으며, 특히 AC/DC 변환기에 있어서 다이오드 정류기가 많이 사용되어 왔다. 그러나 다이오드 변환기의 경우, 계통전원의 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, 정현적인 컨버터 입력전류를 구성할 수 있다. 그러나, PWM 컨버터의 정확한 전류제어를 위해서는 전원위상을 검출하기 위한 전원전압센서와 고역률 제어를 실현하기 위한 컨버터 입력전류센서 및 부하 변동에 대한 강인성을 확보하기 위한 DC링크전압센서를 필요로 한다. 이러한 센서는 고가이며 각 양의 검출시 잡음의 영향으로 신뢰성의 저하가 우려된다.[2] 따라서, 센서의 제거가 필

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 부스트(Boost)형으로 전원전압이 '0' 보다 클 때와 작을 때로 분리할 수 있다. 전원전압이 '0' 보다 큰 경우로 T_1, T_2 가 턴-온되어 부하측에서 전원을 회생하고, T_4, T_2 의 턴-온을 통하여 전원측을 인덕턴스와 인덕턴스 자체 저항에 의한 단락 상태로 구성한다

2.1 $v_s > 0$ 인 경우

가. T_1 과 T_2 On 시

DC링크전압이 전원전압으로 회생되는 모드로 인덕

턴스와 저항 및 콘덴서로 구성되고, 그에 따르는 전압과 컨버터 입력전류 방정식은 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} v_s &= R_s i_s + L_s \dot{i}_s + V_{dc} \\ i_s &= i_s + C \dot{V}_{dc} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

R_s : 입력 인덕턴스 저항

L_s : 입력 인덕턴스

C : 출력 캐패시터

$\dot{p} = d/dt$: 미분 연산자

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

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

여기서, i_L : 부하 전류

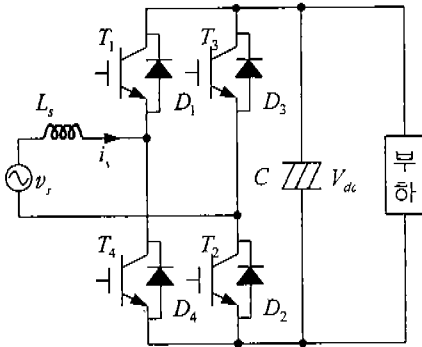


그림 1 단상 PWM 컨버터

나. T_2 와 T_4 On시

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

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

다. 평균치 모델(Averaging Model)

부하전류 및 DC링크전압을 상태변수로 한 상태방정식은 그 스위칭 상태에 따라 각각의 방정식을 갖고 있어 비선형적이다. 따라서 한 샘플 주기동안 턴-온과 턴-오프의 듀티(Duty)를 입력으로 하고, 부하전류 및 DC링크전압을 출력으로 하는 상태방정식을 구성하면 선형화를 이룰 수 있다. 스위치 T_1 과 T_2 의 턴-온(Turn-On)구간을 D 라하고, T_2 와 T_4 의 턴-온 구간은 $1-D$ 라 한다. 또한 T_1 과 T_2 의 턴-

온 구간의 부하전류(i_L)는 컨버터 입력전류(i_s)와 동일하므로 식(2)과 식(3)은 식(4)와 식(5)가 된다.

$$\begin{aligned} D \dot{p}i_s &= (v_s - R_s i_s - V_{dc})D/L_s \\ D \dot{p}V_{dc} &= (D i_s - i_L)/C \end{aligned} \quad (4)$$

$$(1-D) \dot{p}i_s = (v_s - R_s i_s)(1-D)/L_s \quad (5)$$

$$(1-D) \dot{p}V_{dc} = (i_s - i_L)/C$$

식(4)와 식(5)을 가산하여 모델을 구하면 식(6)과 같은 평균치 모델을 얻을 수 있다.

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

식(6)은 컨버터 입력전류 i_s 와 DC링크전압 V_{dc} 를 출력으로 하고 D 를 입력으로 하는 모델이다. 따라서, 듀티(D)를 가변함으로서 컨버터 입력전류 및 DC링크전압을 가변할 수 있다.

2.2 $v_s < 0$ 인 경우

$v_s > 0$ 의 경우와 반대로 생각하면 전원전압이 음이므로, 스위치 T_3 와 T_4 가 턴-온되면 회생되는 모드이고, T_3 와 T_1 가 턴-온되면 전원단락상태가 된다. T_3 과 T_4 턴-온 구간을 D 라하고, T_3 와 T_1 턴-온 구간을 $1-D$ 라 하여 평균치 모델을 설정하면 식(7)과 같다.

$$\dot{p}i_s = \frac{(-v_s - R_s i_s)}{L_s} - \frac{D}{L_s} V_{dc} \quad (7)$$

$$\dot{p}V_{dc} = (D i_s - i_L)/C$$

식(7)에 의하여 전원전압이 음인 경우에도, D 를 가변함으로서 컨버터 입력전류 및 DC링크전압을 제어할 수 있음을 알 수 있다.

3. 컨버터 입력전류 및 DC링크전압 변동 제어

전원전압과 컨버터 입력전류의 위상을 동일하게 하여 입력 역률을 "1"로하고, 고조파의 억제를 위하여 식(6)과 식(7)로부터 식(8)에 의하여 듀티를 가변하므로써 고조파 제거 및 고역률을 성취할 수 있다.

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

식(8)에 의하여 컨버터 입력 지령전류와 실제전류에 따라 식(9)과 같이 인가 듀티를 설정할 수 있다.

$$D = \frac{(v_s - L_s \frac{di_{sref} - i_s}{dt} - R_s i_s)}{V_{dc}} \quad (9)$$

식(9)는 미분요소가 포함되어 있으므로 입력의 채터링이 발생할 우려가 있다. 따라서, 듀티는 식(10)과 같이 변경하여 실시한다.

$$D = \frac{(v_s - i_{ref})}{V_{dc}} \quad (10)$$

식(10)에서 컨버터 입력 지령전류는 식(11)과 같은 PI제어를 실시함으로써 컨버터 입력전류를 지령 전류에 일치시키게 된다.

$$i_{ref} = K_p e + K_I \int e dt \quad (11)$$

여기서, i_{ref} : PI 출력
 $e = i_{sref} - i_s$

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

$$i_{ref} = K_p e + K_I \int e dt + K e_1 \quad (12)$$

여기서, $e_1 = V_{dc}(k) - V_{dc}(k-1)$

식(12)에 따라 듀티(Duty)를 결정하면, 컨버터 입력 지령전류에 대하여 실제전류를 일치시킬 수 있고, DC링크전압 변동 또한, 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 전원전압의 변동은 발생하지 않는다고 가정하면 식(13)의 상태 방정식을 얻을 수 있다. 식(13)은 입력을 DC링크전압으로 하고, 출력을 전원전압 및 컨버터 입력전류로 하는 방정식이다.

$$p i_s = \frac{(v_s - R_s i_s)}{L_s} - \frac{D}{L_s} V_{dc} \quad (13)$$

$$p v_s = 0$$

식(13)으로부터 축소차원 루엔버거 관측기를 구성하면 식(14)와 같다.

$$p \hat{v}_s = - \frac{K_e}{L_s} \hat{v}_s + K_e (p i_s + \frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{D V_{dc}}{L_s}) \quad (14)$$

여기서, K_e : 추정 이득(Gain)

식(14)의 관측기의 안정성은 식(15)에 의하여 확보될 수 있다.

$$K_e > 0 \quad (15)$$

식(14)의 관측기는 컨버터 입력전류와 DC링크전압을 사용하여 직접적으로 전원전압을 추정하는 형태를 지니고 있다. 따라서, 히스테리시스 전류 제어법을 사용할 경우 전류의 변동폭을 무한히 줄일 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(15)에 의하여 관측기의 안정성도 보장할 수 있다.

5. 실험 결과

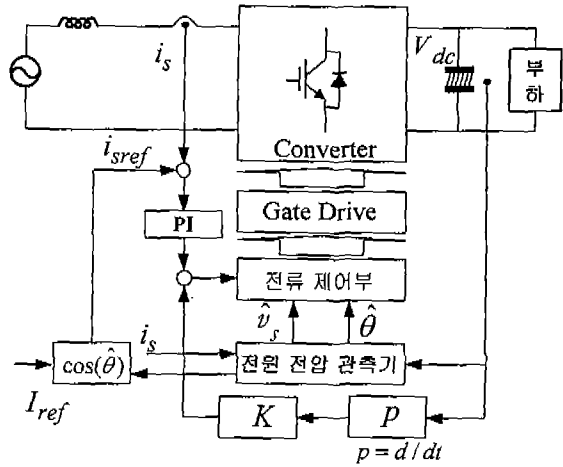


그림 2. 전체 시스템 제어 블록도

그림 2는 본 실험에서 실시한 전체 시스템 제어 블록도를 보이고 있다. 컨버터 입력전류와 DC링크전압을 측정하고, 그 양을 축소차원 루엔버거 관측기에 입력하여 전원전압을 추정한다. 추정된 전원전압의 위상을 이용하여 원하는 컨버터 입력 지령전류를 식(16)과 같이 설정한다.

$$i_{sref} = \sqrt{2} I_{ref} \cos(\hat{\theta}) \quad (16)$$

식(16)은 입력역률을 '1'로 하기 위하여 컨버터 입력 지령전류값을 전원전압 위상과 동일하게 설정한다. PI 제어부에서는 전류오차와 DC링크전압을 이용하여 새로운 컨버터 입력 지령전류값을 공간벡터변조부로 출력한다. 공간벡터변조부는 추정 전원전압과 컨버터 입력 지령전류값, DC링크전압을 이용하여 듀티를 결정하고, 그 듀티에 따라 각 스위칭(Switching) 소자를 드라이브(Drive)한다. 컨버터의 상수는 표1과 같다. 컨버터의 제어를 위하여 DSP(TMS320C31)을 사용하였고 샘플링 시간은 100 μS이다.

표1. 컨버터의 사양

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

그림3은 전원전압·추정 전원전압 및 추정오차를 보이고 있다. 전원전압을 추정전압은 2%이내(5 V)의 오차를 갖으면서 추정하고 있다. 그러나, 추정오차는 전원전압의 제로크로싱(Zero Crossing)부근에서 크게 나타나고 있어 전원전압과 추정 전원전압 사이의 위상차는 1.2° 의 오차를 보이고 있다. 또한, 전원전압은 3고조파 3%, 5고조파 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 500 rad/sec 인 로우패스필터(Low Pass Filter)를 사용하여 추정전원전압으로부터 60 Hz 성분만을 추출하고, 추출된 기본파 성분의 추정위상을 식(16)에 대입함으로써 컨버터 입력 지령전류를 정현형상을 만들 수 있었다.

그림 4는 상기의 정현파 지령전류를 인가하였을 때 전원전압 및 컨버터 입력전류를 보인다. 실제 컨버터 입력전류는 거의 정현파에 가깝다. 3고조파는 1.2%, 5고조파는 1.0%, 전원전압과 컨버터 입력전류의 위상차는 3.4° 로 입력종합역률은 0.99를 실현하고 있다. 그림 5는 지령 컨버터 입력전류를 가변하였을 때 전원전압과 컨버터 입력전류를 보이고 있다. 지령 컨버터 입력전류가 변동하였을 때에도 전원전압과 동일한 위상을 갖는 컨버터 입력전류를 얻을 수 있었고, 그 수축시간은 3 ms이다.

6. 결론

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

1. 전원전압을 축소차원 루엔버거 관측기를 이용하여 작은 추정오차로 추정할 수 있었다.
2. 추정된 전원전압을 이용하여 컨버터 입력전류를 정현형상으로 만들 수 있었으며, 입력종합역률을 0.99로 하고 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.

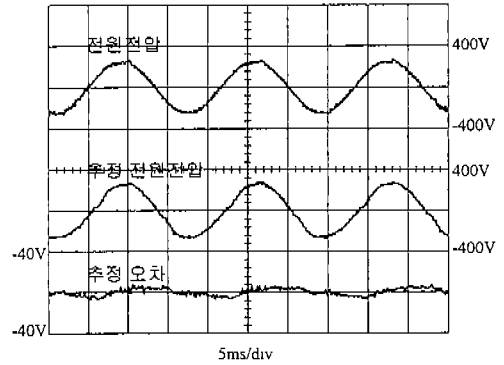


그림 3. 전원전압, 추정전원전압, 추정오차

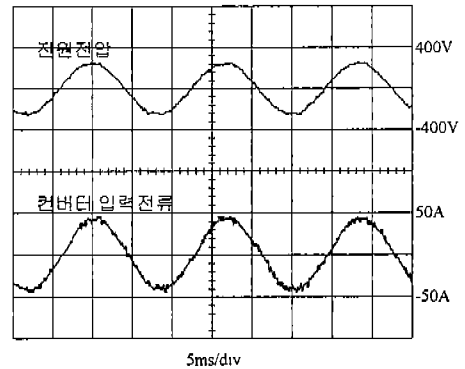


그림 4. 전원전압, 컨버터 입력전류(30A)

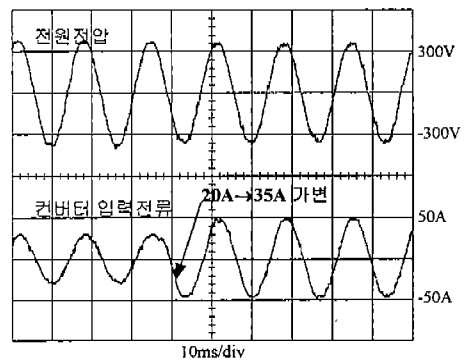


그림 5. 전원전압, 컨버터 입력전류(20A→35A)

참고 문헌

- [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, 174
- [2] 竹下降請, “電源位相角および電壓檢出器除去した單相高力率 PWMコソハタ”, 日本電氣學會 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