

축소차원 Luenberger 관측기를 이용한 3상 PWM 컨버터의 고역률 제어

양이우, 김영조, 김영석
 인하대학교 전자·전기·컴퓨터 공학부, 유한대학

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

lee-Woo Yang, Young-Cho Kim, Young-Seok Kim
 Inha Univ, Yuhan College

Abstract - In this paper, the authors propose a current control system for three 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 estimation of source voltage is performed based on 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 역률(Power Factor)에 의한 고조파의 발생으로 인하여 계통전원의 왜곡과 EMI문제를 야기시키는 단점이 있어 이를 개선하는 방법으로 자기소호소자를 이용한 3상 PWM 컨버터와 그 전류제어법이 연구되고 있다[1]. 3상 PWM 컨버터는 전원전압과 동일한 위상의 전류를 인가할 수 있도록 스위칭 소자를 사용하여 고효율, 고역률을 성취하고, 정현적인 전원전류를 구성할 수 있어 계통전원의 안정화와 유도장치의 해소등의 장점을 갖고 있다. 그러나, PWM 컨버터는 전원전압과 동상의 입력전류를 얻기 위해서 전원전압의 위상을 검출하기 위한 전원전압센서와 전원전류센서 및 부하 변동에 대한 강인성을 확보하기 위한 DC링크전압센서를 필요로 한다. 이러한 센서는 고가이며 각 양의 검출시 측정잡음의 영향으로 신뢰성의 저하가 우려된다[2][3]. 특히, 전원전압센서의 오동작이 발생하였을 때, 검출한 전원전압을 이용하여 입력전류를 제어하면 제어계가 불안정하게 되고, 전원전압 및 전원전류파형에 영향을 미치게 되어 계통전원을 불안정하게 하고 PWM컨버터의 신뢰성을 저하시킨다. 따라서, 전원전압센서의 제거가 필요로 된다.

본 논문에서는 전원전압센서없는 3상 PWM 컨버터 시스템을 제안한다. 전원전압은 측정된 실제전류와 DC링크전압을 이용하여 축소차원 Luenberger 관측기로 추정되고, 관측기의 극은 극배치기법(Pole Placement)을 통하여 설정된다. 추정된 전원전압의 위상과 크기를 통하여 입력전류가 정현파를 지니면서, 입력 역률이 "1"이 되도록 하며 동시에 무효전력을 최소화할 수 있도록 공간벡터변조 방식[4]을 채용한 PWM전류제어를 실시한다.

제안한 시스템의 안정성과 고역률의 실현을 모의실험을 통하여 증명한다.

2. 본론

2.1 전원전압 방정식

그림1은 PWM 컨버터의 구성을 나타내었다. 부하측으로 전원을 공급하는 정류동작과 부하측에서 전원측으로 회생하는 동작을 동시에 실현할 수 있는 Boost 형 컨버터이

다.

3상 PWM 컨버터 시스템에서 전원전압을 v_{as}, v_{bs}, v_{cs} , 컨버터 입력전압을 v_{ca}, v_{cb}, v_{cc} , 컨버터 입력전류를 i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 라하면 순시 전원전압 방정식은 식(1)과 같다.

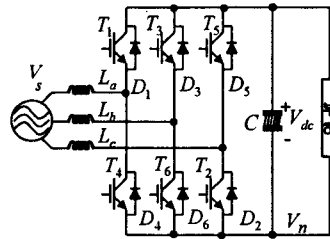


그림 1. 3상 PWM 컨버터

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= R_a i_{as} + L_a \dot{i}_{as} + v_{ca} \\
 v_{bs} &= R_b i_{bs} + L_b \dot{i}_{bs} + v_{cb} \\
 v_{cs} &= R_c i_{cs} + L_c \dot{i}_{cs} + v_{cc}
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서, R_a, R_b, R_c : 인덕터저항
 L_a, L_b, L_c : 인덕턴스
 $p = d/dt$: 미분 연산자

3상 전원 전압은 실효치를 E 라하면 식(2)와 같다.

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= \sqrt{2} E \cos(\theta) \\
 v_{bs} &= \sqrt{2} E \cos(\theta - 2\pi/3) \\
 v_{cs} &= \sqrt{2} E \cos(\theta + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{2}$$

식(1)과 식(2)을 3상2상 변환하면 식(3)과 같다. 단, 2상의 전원전압 v_{ds}, v_{qs} , 컨버터 입력전압 v_{cda}, v_{cqs} , 컨버터 입력전류는 i_{ds}, i_{qs} 이다.

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s i_{ds} + L_s \dot{i}_{ds} + v_{cda} \\
 v_{qs} &= R_s i_{qs} + L_s \dot{i}_{qs} + v_{cqs}
 \end{aligned} \tag{3}$$

전원전압 주파수를 ω 라하고, $d-q$ 변환행렬인 식(4)에 의하여 회전좌표계로 변환하면, 식(3)은 식(5)로 된다.

$$C = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{dq} &= (E - R_s i_d - \omega L_s i_q - v_{cd}) / L_s \\
 \dot{i}_{q} &= (-R_s i_q + \omega L_s i_d - v_{cq}) / L_s
 \end{aligned} \tag{5}$$

식(3)은 2상에서의 전원전압방정식이고, 식(5)은 회전좌표계상의 방정식으로 순시 전원전압을 나타낸다.

2.2 컨버터 입력전압

컨버터 입력전압은 각 컨버터 암(Arm)의 스위칭함수 S_a, S_b, S_c 을 식(6)과 같이 정의하면, 그림 1과 식(6)에 의하여 식(7)과 같이 DC링크전압과 중성점 전압의 합으로 나타낼 수 있다.

$$S_a, S_b, S_c = \begin{pmatrix} 1 : +\text{축} & Tr & On \\ 0 : -\text{축} & Tr & On \end{pmatrix} \tag{6}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + V_n \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

따라서, 식(7)을 2상 및 회전좌표계로 변환하면 식(8)과 식(9)가 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{c\alpha s} \\ v_{c\beta s} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} S_a - S_b/2 - S_c/2 \\ \sqrt{3}(S_b - S_c) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_{c\alpha s} \\ v_{c\beta s} \end{bmatrix} \quad (9)$$

2.3 전원전압 추정기

전원전압의 추정을 위하여 축소차원 Luenberger 관측기를 사용하였다. 축소차원 관측기는 연산량을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 하드웨어적인 접근도 가능하다. 식(10)은 샘플링 기간동안 전원전압의 변동이 발생하지 않는다고 가정하고, 2상에서의 전원전압 방정식을 컨버터 입력전류와 전원전압을 상태변수로 하여 구성한 상태 방정식이다.

$$\begin{aligned} \dot{v}_{ds} &= (v_{ds} - R_s i_{ds} - v_{c\alpha s})/L_s \\ \dot{v}_{qs} &= (v_{qs} - R_s i_{qs} - v_{c\beta s})/L_s \\ \dot{v}_{ds} &= 0 \\ \dot{v}_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

식(10)로부터 축소차원 Luenberger 관측기를 구성하면, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p\hat{v}_{ds} &= -\frac{K_{ds}}{L_s} \hat{v}_{ds} + K_{ds} \left(\frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} i_{ds} + \frac{v_{c\alpha s}}{L_s} \right) \\ p\hat{v}_{qs} &= -\frac{K_{qs}}{L_s} \hat{v}_{qs} + K_{qs} \left(\frac{di_{qs}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} i_{qs} + \frac{v_{c\beta s}}{L_s} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, K_{ds} , K_{qs} : 추정 이득

식(11)의 관측기의 안정성은 식(12)에 의하여 확보될 수 있다.

$$K_{ds} > 0, K_{qs} > 0 \quad (12)$$

식(11)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 추정전원전압의 떨림현상이 발생할 우려가 있다. 그러나, 듀티 가변을 통한 컨버터 입력전류의 제어로 컨버터 입력전류의 급변을 제거함과 동시에 DC링크전압의 안정하게 할 수 있으므로, 전원전압추정은 안정화된다. 또한 식(12)에 의하여 추정기의 안정성도 보장할 수 있다.

2.4 입력 역률 '1'을 위한 컨버터 입력전류 제어

전원전압과 컨버터 입력전류의 위상을 동일하게 하여 입력역률을 "1"로하는 방법으로서, 컨버터 입력전류에 따른 컨버터 입력전압을 제어한다. 회전좌표계상에서의 컨버터 입력전류의 지령치를 식(13)과 같이 한다. d축 전류는 유효전력성분이므로 부하에 따라 결정하고, q축 전류는 무효전력성분이므로 '0'으로 하여야 한다.

$$I_{ref} = \begin{bmatrix} I_{dref} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

식(13)의 지령전류에 따라 컨버터 입력전압은 식(14)와 같이 나타난다.

$$v_{cd} = E - L_s \frac{I_{dref} - i_d}{dt} - R_s i_d + \omega L i_q \quad (14)$$

$$v_{cq} = -L_s \frac{-i_q}{dt} - R_s i_q - \omega L i_d$$

식(13)에 전류지령에 대한 컨버터 입력보상전압을 다음과 같은 PI제어기를 사용하여 구한다.

$$\delta v_{cd} = K_p (I_{dref} - i_d) + K_I \int (I_{dref} - i_d) dt \quad (15)$$

여기서, K_p : 비례 이득, K_I : 적분 이득

또한, DC링크전압의 일정제어를 위하여 DC링크전압의

유효전력성분에 대한 보상을 실시하면, 식(16)와 같다.

$$\delta v_{cd} = K_{dcp} (V_{dc}(k) - V_{dc}(k-1)) \quad (16)$$

여기서, δv_{cd} : DC 링크전압 변동 보상항

K_{dcp} : 비례 이득

k : 현 시점, $k-1$: 전 시점

최종 컨버터 입력전압은 다음과 같이 계산 될 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{cdref} &= v_{cd} - \delta v_{cd} + \delta v_{cd} \\ v_{cdref} &= v_{cq} \end{aligned} \quad (17)$$

여기서, v_{cdref} : d축 컨버터 입력전압 지령치

v_{cdref} : q축 컨버터 입력전압 지령치

2.5 공간벡터변조 제어법

공간벡터 제어법은 출력전압·전류의 고조파를 억제할 수 있을 뿐만 아니라 출력에 포함된 기본파의 크기를 제어할 수 있어 3상 PWM 컨버터의 제어에 적합하다.[3]

그림2는 8개의 공간벡터를 나타내고 있다. 임의의 컨버터 입력전압을 발생하려면, 원하는 입력벡터가 위치한 삼각형의 두변에 투시된 전압벡터 v_α, v_β 를 통하여 공간벡터의 인가시간을 결정할 수 있다. 구간 1에서 컨버터 입력전압의 기준지령 전압 v^* 는 식(18)과 같다.

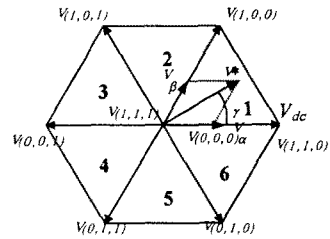


그림 2. 컨버터 공간벡터

$$v^* = \sqrt{v_{cdref}^2 + v_{cqref}^2} < \gamma \quad (18)$$

여기서, γ : 위상

식(18)을 이용하여 $v(1,0,0)$ 인 인가되는 시간을 T_1 , $v(1,1,0)$ 이 인가되는 시간을 T_2 , 전체 샘플링 시간을 T_s 라하면 T_1, T_2 는 다음과 같다.

$$T_1 = T_s v^* \frac{\sin(\pi/3 - \gamma)}{\sqrt{(2/3)} V_{dc} \sin(\gamma)} \quad (19)$$

$$T_2 = T_s v^* \frac{\sin(\gamma)}{\sqrt{(2/3)} V_{dc} \sin(\pi/3)}$$

식(19)에 의하여 각 벡터의 인가시간을 결정할 수 있다.

2.6 모의실험.

그림3은 본 모의실험에서 실시한 전체 블록선도를 보이고 있고, 컨버터의 정수는 표1에 보이고 있다. 그림3에서 측정된 컨버터 입력전류와 DC링크전압을 축소차원 Luenberger 관측기에 입력하여 전원전압을 추정한다. 추정된 전원전압과 컨버터 입력전류를 이용하여 공간벡터변조부에서 각 스위치의 ON/OFF 시간을 결정하고, 결정된 시간에 따라 Gate Drive에서 각 스위치를 Drive 하게된다.

표 1. 컨버터 사양

전원전압	3상 220 [V]
부하저항	100 [Ω]
전원측 상인덕턴스	3.6 [mH]
전원측 상저항	0.2 [Ω]
DC링크 콘덴서	3900 [μF]

그림4와 그림5는 d축 전원전압과 추정전원전압을 보인 것으로 추정전원전압은 실제전원전압을 동일한 위상과 크기로 추정하고 있다. 그림6은 q축 전원전압의 오차를 나타내는 파형으로 추정오차 2%로 전원전압을 추정하고 있다. 지령전류를 0.15초까지 5A, 그 이후에 10A로 변환하

였을 때 2상의 d축 전원전압과 d축 컨버터 입력전류를 그림7에 보이고 있다. 전원전압과 컨버터 입력전류는 동 위상이며, 정현적임을 확인할 수 있었다. 그림8은 q축 전원전압과 컨버터 입력전류를 보이고 있는 것으로 d축에서와 동일하게 전원전압과 동 위상이며 정현적인 q축 컨버터 입력전류를 얻을 수 있었다.

지령전류를 오차없이 추종하고 있다.

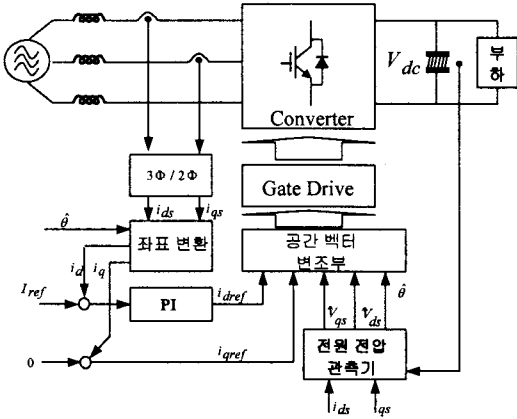


그림 3. 전체 시스템 제어 블록도

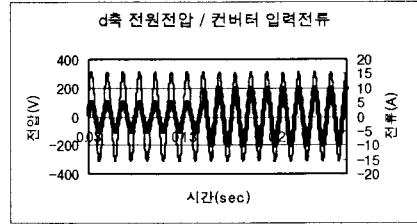


그림 7. 2상 d축 전원전압 및 컨버터 입력전류

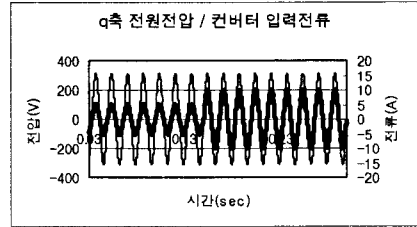


그림 8. 2상 q축 전원전압 및 컨버터 입력전류

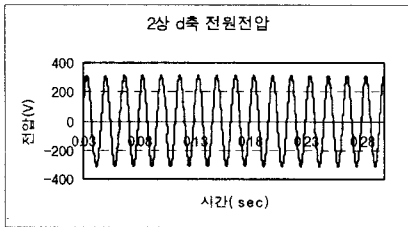


그림 4. 2상 d축 전원전압

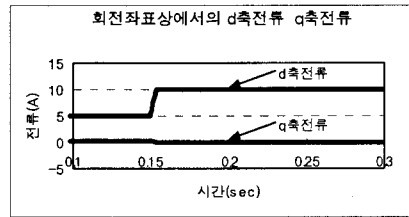


그림 9. 회전좌표계상의 d축·q축 컨버터 입력전류

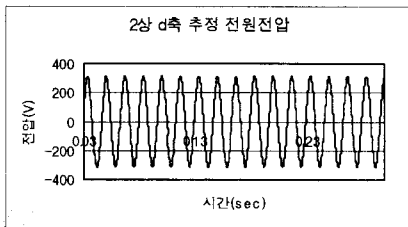


그림 5. 2상 d축 추정 전원전압

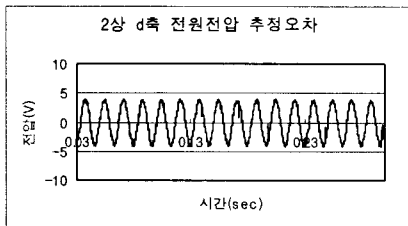


그림 6. 2상 d축 전원전압 추정오차

그림9는 회전좌표계상의 d축 컨버터 입력전류와 q축 컨버터 입력전류를 보이고 있다. 무효전력성분인 q축전류는 최대 0.01A이고, 유효전력성분인 컨버터 d축 입력전류는

3. 결론
- 모의실험결과를 토대로 다음의 결론을 얻을 수 있었다.
1. 3상 PWM 컨버터의 입력 전원전압을 축소차원 Luenberger 관측기를 이용하여 추정오차없이 추정할 수 있었다.
 2. 3상 PWM 컨버터의 입력종합역률을 전류제어 및 공간벡터제어법을 사용하여 0.99로 거의 "1"을 성취할 수 있었다.
 3. 무효전력 성분을 거의 '0'으로 할 수 있었다.
 4. 전원전압 센서리스 3상 PWM 컨버터의 제어에 있어서, 듀티 가변에 의한 컨버터 입력전류 제어를 통하여 고역률을 실현할 수 있었고, 고조파도 제거할 수 있었다.
- 추후 실험을 통하여 본 시스템의 타당성을 증명한다.

【참고 문헌】

[1]T.G.Habetler, "A space vector-based rectifier regulator AC/DC/AC Converter", IEEE Trans, Vol8. No1,pp30-36,1993
 [2]高橋,池下, "單相整流回路の入り電流波形改善", 日本電氣學會 電學論B,105,174
 [3]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コンバータ", 日本電氣學會 電學論D,113卷,10号
 [4]T.Ohnishi "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive Power control" Proc. of IEEE/IECON, pp819-pp824, 1991