

비엔나 컨버터를 이용한 3상 PFC 시스템

지준근
순천향대학교 전기공학과

3-Phase PFC System Using Vienna Converter

Jun-Keun Ji
Department of Electrical Engineering, Soonchunhyang University

요약 본 논문에서는 3상 3-레그 3-레벨의 단방향 AC/DC 컨버터인 비엔나 컨버터를 이용한 3상 PFC (Power Factor Correction) 시스템에서의 전체적인 제어 시스템의 구성과 제어기의 설계 및 새로운 방식의 PLL (Phase Locked Loop) 구현에 대해 제안을 한다. 제안을 하는 3상 PFC 시스템에서는 직류 링크 전압 제어기에는 비례 적분 제어기를 사용하고, 입력 전류 제어기에는 비례 공진 제어기를 사용을 하였으며, 입력 전압의 위상 정보 검출을 위해서 전원 전압의 정상분 성분을 이용한 동기 좌표계 PLL 방식을 사용을 하여 전원 계통의 이상에도 불구하고 안정적으로 전원의 위상 정보를 얻을 수 있게 구현을 하였다. 제안된 3상 PFC 시스템의 전체적인 동작과 제어기 및 PLL 방식의 성능을 검증하기 위해 실제 11kW 비엔나 컨버터를 사용한 PSIM 시뮬레이션과 실제적인 다양한 실험을 통해 전체적인 시스템의 동작을 확인하여 보면서 다양한 성능 검증을 할 수 있었다.

Abstract In this paper, the overall control system configuration and controller design of a 3-phase PFC system using a Vienna converter, a 3-phase 3-leg 3-level unidirectional AC/DC converter, and a new PLL implementation is presented. In the proposed 3-phase PFC system, the DC link voltage controller uses the PI (Proportional Integral) controller and the AC current controller uses the PR (Proportional Resonant) controller. In addition, the synchronous coordinate system PLL that uses the positive component of the power supply voltage is used to detect the phase information of the input voltage. In particular, the implementation is carried out such that the phase information is stably obtained despite an abnormality in the power system. To verify the overall operation of the proposed 3-phase PFC system and the performance of the controller and PLL method, the overall system's performance was checked. This is done through both PSIM simulations and actual experiments using the 11kW Vienna converter.

Keywords : 3-Phase PFC, Current Controller, PLL, Vienna Converter, Voltage Controller

1. 서론

3상 3-레그 3-레벨의 출력을 갖는 비엔나 컨버터는 단방향 AC/DC 컨버터로 고조파 저감을 위한 회로로서 검토가 되고 있다[1]. 또한 전기자동차의 충전 시간을 단축하기 위해서 대전력을 이용한 급속 충전 방식이 증가

하는데, 최근에는 충전 용량을 만족하기 위해서 급속 충전기를 모듈형으로 제작하는 추세이다. 급속 충전기는 시스템 신뢰성 향상을 위해 AC-DC 컨버터 구조에서 T-타입 3-레벨 컨버터가 주로 사용되지만, 가격이 비싸고 스위칭 주파수의 제한으로 인해 필터 부피가 큰 단점이 있다. 그래서 스위칭 손실이 저감되고 고주파 스위칭을

본 논문은 2017년도 순천향대학교 교수 연구년제에 의하여 수행되었음.

*Corresponding Author : Jun-Keun Ji(Soonchunhyang Univ.)

email: jkji@sch.ac.kr

Received September 30, 2021

Revised November 1, 2021

Accepted January 7, 2022

Published January 31, 2022

통해서 부피를 저감시킬 수 있는 비엔나 컨버터가 각광을 받고 있다[2].

비엔나 컨버터의 전체적인 시스템에는 직류 링크 전압 제어기, 교류 입력 전류제어기, 전원 전압 위상정보 검출을 위한 PLL, 게이트 신호 발생을 위한 PWM(Pulse Width Modulation) 신호 발생부로 구성된다. 직류 링크 전압제어에는 비례 적분 제어기를 사용하나 최근 슬라이딩 모드 제어 방식을 적용한 연구도 발표되었다[3]. 교류 입력 전류제어에도 정지 좌표계 또는 동기 좌표계 비례 적분 제어가 사용되고 있으나, 각각 장단점이 있어 모델 예측제어와 같은 새로운 전류제어를 적용하는 연구도 발표되었다[3].

비엔나 컨버터를 제어하기 위한 PWM의 방법에도 공간벡터(Space Vector) PWM과 반송파 비교(Carrier Comparison) PWM 방법으로 나눌 수 있고, 공간벡터 PWM 방법은 복잡한 삼각함수의 계산과 유효 전압의 인가 시간을 구하기 위해 지령 전압벡터가 존재하는 영역의 판별 작업이 필요하다[4]. 반면 반송파 비교 PWM 방법은 반송파와 단자전압의 명령이 비교되는 방식으로 유효전압 벡터 및 인가 시간의 계산이 필요 없는 장점이 있지만, 2개의 반송파의 동기화에 대한 어려움으로 실제 제품에서는 구현하기가 쉽지 않았다[4,5]. 최근에 저자 등에 의해 단일 반송파를 이용하여 단자전압 명령과 비교하는 방법이 제안되었으며, 단일 반송파를 사용함으로써 구현에 대한 어려움은 사라지게 되었다[6,7].

본 논문에서는 전기자동차의 모듈형 급속 충전기 시스템에 적용하기 위하여 비엔나 컨버터를 이용한 11kW 3상 PFC 시스템을 설계하여 제작하였고, 이에 적용하기 위한 전체적인 제어시스템 구성 및 필요한 제어기의 설계와 PWM 방법에 대해서 제안하였으며, 시뮬레이션과 실험 결과를 통해서 제안하는 시스템의 전체적인 동작과 성능을 확인하여 보았다.

직류 링크 전압제어기에는 부하전력의 전향보상을 가지는 비례 적분 제어기를 사용을 하였고, 교류 입력 전류 제어기에는 비례 공진 제어기를 사용하여 계통의 상용주파수에서 무한대의 이득값을 가지며 정상상태 오차를 제거할 수 있었다[8]. 또한 입력전압 위상정보 검출을 위해서는 전원 전압의 정상분 성분을 이용한 동기 좌표계 PLL 방식[9]을 사용하여 계통의 이상에도 불구하고 안정적인 위상정보를 얻을 수 있게 하였다. 또한 PWM 방법도 저자 등이 제안한 단일 반송파를 이용한 반송파 비교 PWM을 구현하여 적용하였다.

2. 본론

2.1 비엔나 컨버터

비엔나 컨버터는 3상 3-레그 3-레벨 정류기로서, Fig. 1과 동일하다. 3상 입력과 3상 L 1개, C 2개, 부하, 3상 전파 정류를 위한 다이오드 6개와 스위치 Sa, Sb, Sc로써 이루어진다. Va_in, Vb_in, Vc_in은 3상의 입력전압을 의미하며 Ia_in, Ib_in, Ic_in은 3상 입력전류를 의미한다. 또한 Vdc_link는 부하의 전압을 의미하며 Sa, Sb, Sc는 양방향 동작이 가능하도록 다이오드 4개와 MOSFET 스위치 1개씩으로 구성된다.

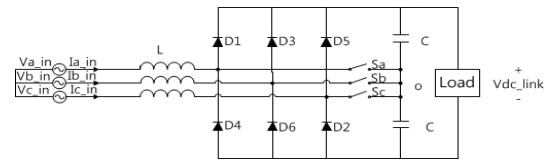


Fig. 1. Vienna converter circuit configuration

Sa, Sb, Sc의 On, Off 동작에 따라서 단자 전압의 크기는 변한다. Sa, Sb, Sc가 On인 경우는 단자 전압은 0[V]를 출력하고, Sa, Sb, Sc가 모두 Off인 경우는 Vdc_link/2[V], -Vdc_link/2[V]로 나타난다. Table 1은 On과 Off에 따른 단자 전압을 표현한다. 스위치가 Off일 때는, 전류의 방향이 양인 경우와 음인 경우에 따라 Vdc_link/2[V]와 -Vdc_link/2[V]로서 나뉘게 된다. 즉, 비엔나 컨버터의 단자전압은 0[V], Vdc_link/2[V], -Vdc_link/2[V]로서 3-레벨로 동작을 하게 된다.

Table 1. Terminal voltage due to switching state of Sabc

Sabc	Iabc_in	D1,D3,D5	D4,D6,D2	Terminal Voltage
On	x	OFF	OFF	0[V]
Off	+	ON	OFF	Vdc_link/2[V]
	-	OFF	ON	-Vdc_link/2[V]

2.2 전체적인 제어 시스템 구성

Fig. 2는 제어시스템 블록도이다. 출력전압 지령치 (V_{dc}^*)와 출력전압 (V_{dc})의 오차에 의해 전압제어기가 동작을 한다. 전압제어기 출력값(I_q^*)과 각상의 기준 정현파를 각각 곱해 입력전류 지령치를 만들고 입력전류와의 차이로 전류제어기가 동작한다. 마지막은 전류제어기의 출력($V_{an}^*, V_{bn}^*, V_{cn}^*$)으로부터 육상 전압이 추가된

반송파 비교 PWM을 하여 최종적인 Sa,Sb,Sc신호를 만들어 비엔나 컨버터를 동작시킨다.

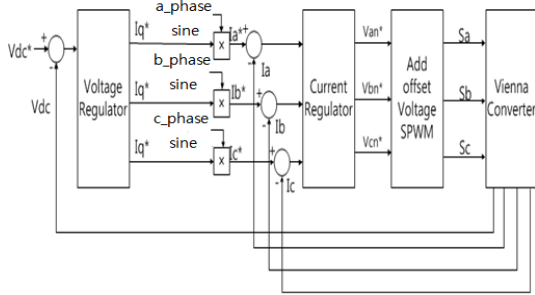


Fig. 2. Control block diagram of Vienna converter system

제어부는 전압 제어기와 전류 제어기로 구성되고 Fig. 3으로 표현이 된다. 출력 직류 전압 제어기는 비례 적분 제어기에 부하전력 전향보상 제어를 추가한 형태이며, 입력 전류 제어기에는 비례 공진 제어기를 사용한다. 또한 입력 전류 지령값을 만드는데 필요한 각 상기준 정현파 신호는 전원전압의 정상분 성분을 이용한 동기좌표계 PLL 방식을 사용해 전원의 위상각 정보를 추정하여 구하게 된다.

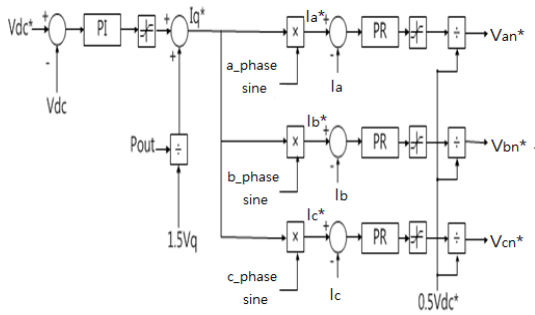


Fig. 3. Block diagram of controller configuration

2.2.1 직류 링크 전압 제어기 [7]

Fig. 4는 출력 직류 링크 전압 제어기 블록도이다. 비례 적분 제어기는 일반적으로 많이 사용되며, 응답특성이 빠르다는 장점을 가진다. 부하전력 전향보상 제어는 급변하는 부하변동에 대해 빠르게 동작을 시켜 정상 동작을 이루게 한다. 그래서 직류단 출력 Pout에 대해 $1.5 \times E_{max}$ 라는 교류전압 크기를 나눠 교류 입력전류의 크기를 얻어내도록 한다.

$$V_{err} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (1)$$

$$i_q^* = [K_p(V_{err}) + K_i \int (V_{err})] + \frac{P_{out}}{1.5E_{max}} \quad (2)$$

Eq. (2)에서 i_q^* 는 전압제어기 출력이며, P_{out} 은 출력 전력으로서 출력전압과 출력전류의 곱이다.

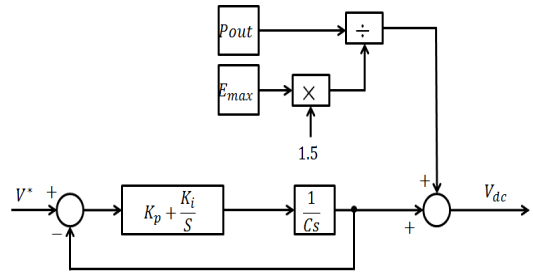


Fig. 4. Block diagram of output DC voltage controller

2.2.2 교류 입력 전류 제어기

교류 입력 전류제어기에는 비례 공진 제어를 사용하는 데, 비례 공진 제어기는 3상 교류전동기의 정지 좌표계 전류제어기와 3상 인버터 및 단상 능동전력 필터의 전류 제어기에 적용되어 비례 적분 제어보다 우수한 성능을 보인 연구결과로 잘 알려져 있다[8].

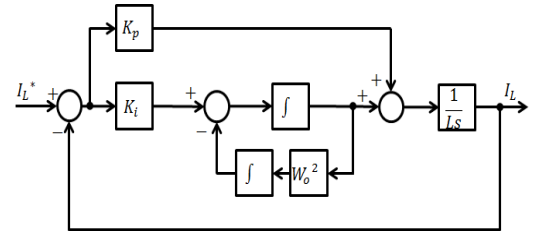


Fig. 5. Block diagram of PR current controller

Fig. 5는 비례 공진 제어기의 블록다이어그램이며, Eq. (3)처럼 표현이 된다. 그리고 ω_o 는 공진각주파수를 나타내며 전원주파수에 맞춰 $2\pi \times 60$ 으로 사용되었다. Eq. (3)은 공진주파수에서 무한대 이득을 취하는 제어기로, 제어주파수의 여유가 없어서 ω_{cut} (차단 각주파수)를 설정하고 Eq. (4)와 같이 사용한다[7,8].

$$G_{PR}(s) = K_{Pv} + K_{Rv} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (3)$$

$$G_{PR}(s) = K_{Pv} + K_{Rv} \frac{2\omega_{cut}s}{s^2 + 2\omega_{cut}s + \omega_o^2} \quad (4)$$

2.2.3 정상분을 이용한 동기좌표계 PLL 방식 [9]

본 논문에서는 입력전압의 위상정보 검출을 위해 전원 전압 정상분을 이용한 동기 좌표계 PLL 방식을 사용하며, 전원계통 이상에도 안정적으로 위상정보를 얻을 수 있도록 구현을 하였다. 제안하는 전원전압의 정상분 전압 추출식은 Eq. (5)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{con_as_positive}^s \\ V_{con_bs_positive}^s \\ V_{con_cs_positive}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} V_{con_as}^s - \frac{1}{j2\sqrt{3}} (V_{con_bs}^s - V_{con_cs}^s) \\ \frac{1}{2} V_{con_bs}^s - \frac{1}{j2\sqrt{3}} (V_{con_cs}^s - V_{con_as}^s) \\ \frac{1}{2} V_{con_cs}^s - \frac{1}{j2\sqrt{3}} (V_{con_as}^s - V_{con_bs}^s) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Eq. (5)에서 90도 위상 지연은 Eq. (6)과 같은 2차의 전대역 통과 필터(APF : All Pass Filter)를 사용했다.

$$APF(s) = \frac{s^2 - \sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2}, \omega_n = \frac{\omega_o(\sqrt{3}+1)}{\sqrt{2}} \quad (6)$$

위상 정보는 Fig. 6과 같은 동기좌표계 PLL 방식을 통한 비례 적분 제어기를 사용하여 추정하는데, $\hat{\theta}_e$ 는 추정 위상각이고 θ_e^* 는 기준 위상각이다. 비례 적분 제어기에서 사용되는 이득은 Eq. (7)과 같으며, 여기서 PLL의 대역폭 $\omega_{n_PLL} = 2\pi \times 20[rad/s]$ 이며, 감쇠비 $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 로 선정했다. 또한 동기좌표계 PLL 제어기 피드백의 저주파 통과 필터(LPF : Low Pass Filter)에는 1차 LPF로 $\omega_{cut_LPF} = 2\pi \times 20[rad/s]$, 전원 각주파수 $\omega_o = 2\pi \times 60[rad/s]$ 이다.

$$\frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e^*} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i}, K_p = 2\zeta\omega_{n_PLL}, K_i = \omega_{n_PLL}^2 \quad (7)$$

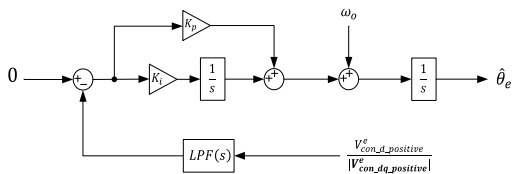


Fig. 6. Block diagram of PLL using positive sequence voltage

2.2.4 단일 반송파 비교 PWM [7]

본 논문에서는, 전류제어기의 출력으로 나오는 V_{an}^* , V_{bn}^* , V_{cn}^* 를 이용하여 단일 반송파 비교 PWM 방법을

적용하였다. Fig. 7은 제안하는 방법으로 단일 반송파와 단자전압 명령 구간 이동에 따라 비교하는 방법이다. 옴셋 전압이 더해진 결과값 dabc 중에 a상의 da와 da+1을 단일 반송파에 대해서 변조한 것을 나타낸다. dabc는 기존의 단자전압 명령으로써 -1[V]~1[V] 구간으로 이루어져 있고, 추가적으로 dabc+1은 기존의 단자전압 명령으로부터 +1[V]를 더해서 0[V]~2[V] 구간으로 설정한 것이다.

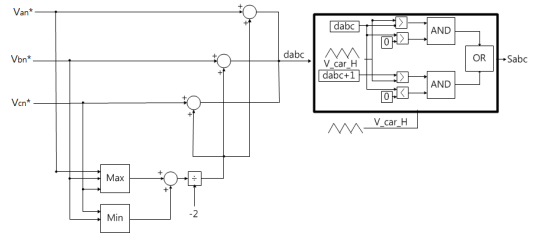


Fig. 7. Suggested SVPWM using single carrier wave

2.3 시뮬레이션 결과 및 분석

본 논문에서 제안한 내용을 증명하기 위해서 PSIM 프로그램을 사용해 시뮬레이션을 진행하였고, Fig. 8은 시뮬레이션에서 사용이 된 비엔나 컨버터 회로도이며, 11kW 비엔나 컨버터에 대한 파라미터 값은 Table 2와 같다.

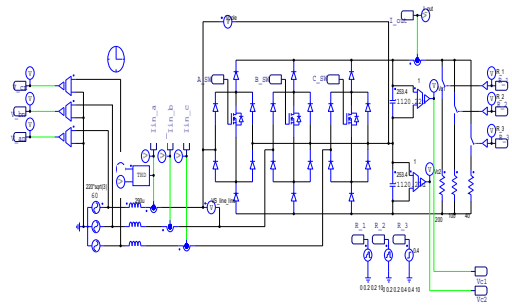


Fig. 8. PSIM schematic diagram of Vienna converter

Table 2. System parameters used in Vienna converter

Parameter	Value
L	290[uH]
C1, C2	1120.22[uF]
Input phase voltage	220[Vrms], 60[Hz]
Load	2.1[kW](200[ohm])
	4.2[kW](100[ohm])
	10.6[kW](40[ohm])
Switching frequency	27[kHz]
Output voltage command	650[V]

부하는 200[ohm]→100[ohm]→40[ohm]으로 하여, Fig. 9에는 0.2[s]에 2.1[kW]→4.2[kW]로 변경을 하고, Fig. 10에는 0.4[s]에서 4.2[kW]→ 10.6[kW]로 변경한 시뮬레이션 결과 파형들이다.

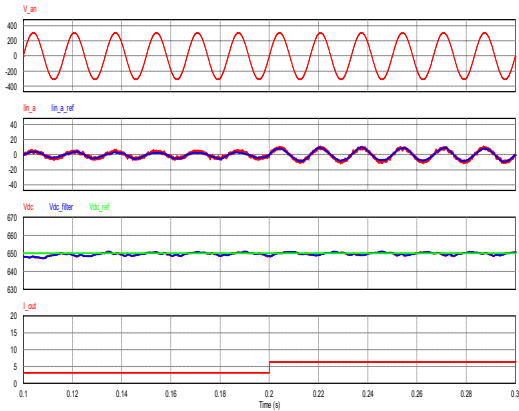


Fig. 9. Operation waveform of Vienna converter (0.1[s]~0.3[s])

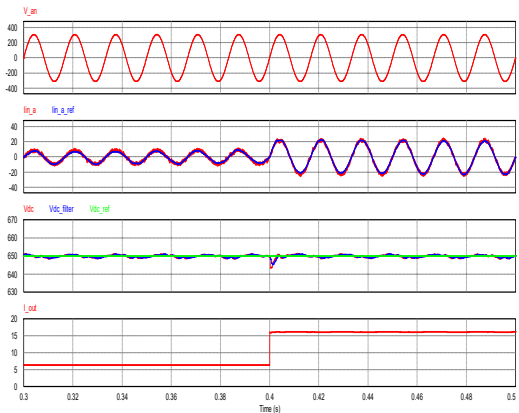


Fig. 10. Operation waveform of Vienna converter (0.3[s]~0.5[s])

2.4 실험 결과

2.4.1 실제 실험 시스템 구성

Fig. 11은 비엔나 컨버터 시스템의 확대 사진이다. 비엔나 컨버터 시스템의 크기를 줄이기 위해 2층으로 구성하여 위층과 아래층으로 나뉘게 된다. 위층에는 SMPS(Switched-Mode Power Supply)와 TI(Texas Instruments) 사의 DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320F28335를 사용하는 제어부로 이루어져 있다. 아래층은 Load Bank와 연결이 되는 출력부와 입력의

고조파 성분을 걸러내기 위해 EMI(Electromagnetic interference)로서 구성이 된다. 파워부와 GDU(Gate Driving Unit)는 연결되어 있으며, 아래는 방열판으로 구성이 되어진다. GDU는 게이트 신호를 만들어 내며, 파워부는 L과 C, 다이오드와 MOSFET으로 구성된다.

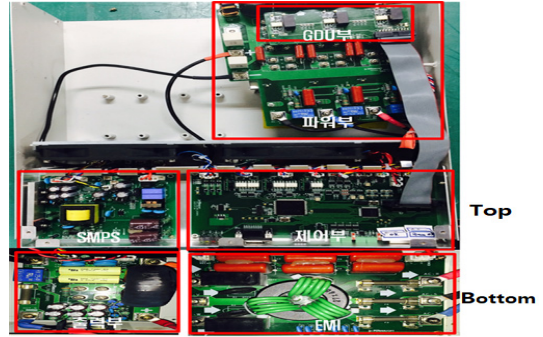


Fig. 11. Enlarged picture of Vienna converter system

2.4.2 정상분을 이용한 동기좌표계 PLL 실험결과

전원 전압의 정상분을 이용한 동기좌표계 PLL의 실험을 위해서 계통의 불평형 상황을 Fig. 12과 같이 초기 충전 회로를 사용해 모의했는데, 여기서는 계통 전압의 B상이 탈락되어 있고 Fig. 13은 모의한 계통의 불평형 상황에서 3상 전압의 파형을 보여주고 있다.

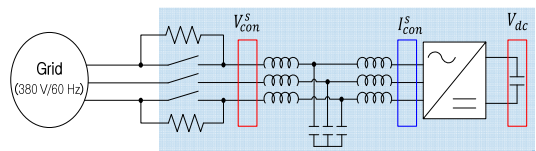


Fig. 12. Configuration of initial charging circuit

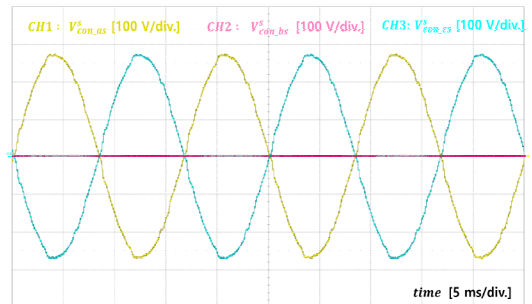


Fig. 13. 3-phase voltage in grid unbalance situation

실험 결과 Fig. 14는 불평형 계통 전압에서 추출한 정상분 3상 전압 파형과 동기좌표계 PLL을 통해 얻은 전원 위상 추정각 파형이고, Fig. 15는 위상 추정각을 통해 구한 동기좌표계상의 dq축 전압 파형들이다.

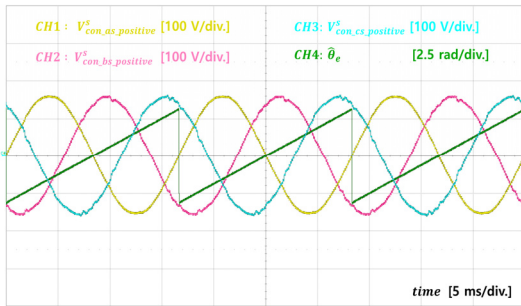


Fig. 14. Positive sequence 3-phase voltage and voltage phase angle $\hat{\theta}_e$ estimated using suggested synchronous reference frame PLL method

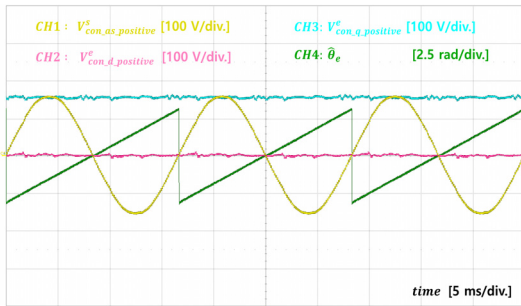


Fig. 15. Synchronous reference frame dq voltage acquired using estimated phase angle $\hat{\theta}_e$

2.4.3 전체적인 시스템 동작 및 실험 결과

Fig. 16의 우측 파형은 스위칭동작 이전 다이오드 정류기로 동작하는 출력파형으로, A상의 전압, A상의 전류, DC link 전압, DC link의 전류이다. 입력전류는 다이오드 정류기 A상 전압을 기준으로 양의 구간에서 2번 튀는 경우와 음의 구간에서 2번 튀는 것을 확인 가능하며, DC link 전압은 500[V]로 출력하는 것을 확인할 수 있다. Fig. 17의 우측 파형은 스위칭동작 이후 3상 PFC로 동작하는 출력파형으로, 입력전류는 A상의 전압과 동상으로 정현파전류가 출력이 되며, DC link 전압은 650[V]로 상승하는 것을 확인할 수 있다.

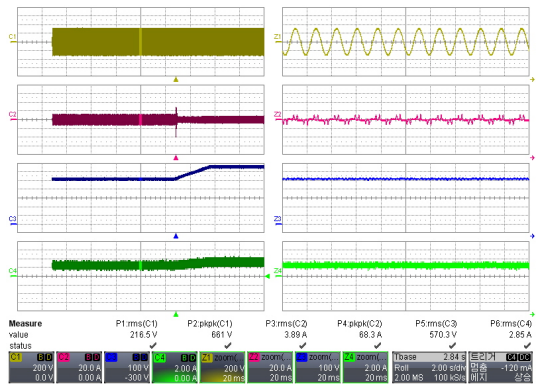


Fig. 16. Operation of Vienna converter(before switching)
C1: input voltage, C2: input current, C3: DC link voltage, C4: DC link current, Horizontal time/div: [2s/div]

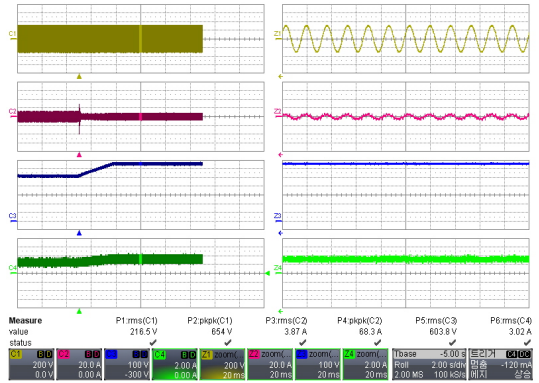


Fig. 17. Operation of Vienna converter(before switching)
C1: input voltage, C2: input current, C3: DC link voltage, C4: DC link current, Horizontal time/div: [2s/div]

3. 결론

본 논문에서는 비엔나 컨버터를 이용한 3상 PFC 시스템의 전체적인 제어시스템 구성과 제어기 설계 및 PLL 구현을 제안하였다. 제안하는 3상 PFC 시스템에서 직류 링크 전압 제어기에는 비례 적분 제어기를 사용하며, 입력 전류제어기에는 비례 공진 제어기를 사용하였고, 입력전압의 위상정보 검출을 위해 전원 전압 정상분 성분을 이용한 동기 좌표계 PLL 방식을 사용하여 전원계통의 이상에도 불구하고 안정적으로 위상정보를 얻을 수 있도록 구현을 하였다. 제안된 3상 PFC 시스템의 전체적인 동작과 제어기 및 PLL 방식의 성능 검증을 위해서 실제로 11kW 비엔나 컨버터를 사용한 시뮬레이션과 실험을 통해 전체 시스템 동작과 성능을 확인하여 보았다.

References

- [1] J.W Kolar and F.C Zach, "A Novel Three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier Modules," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 44, No. 4, pp. 456-467, Aug. 1997.
DOI: <https://doi.org/10.1109/41.605619>
- [2] M. J. Kim, Y. W. Kim, Y. Prabowo, and S. W Choi, "Development of 50kW High Efficiency Modular Fast Charger for Both EV and NEV," The Transactions of Korean Institute of Power Electronics, Vol. 21, No. 5, pp.373-380, Oct. 2016.
DOI: <https://doi.org/10.6113/TKPE.2016.21.5.373>
- [3] Xingtian Feng, Yuanyuan Tao, Xiao Cui, Kang Shao, Yubin Wang, "Sliding mode and predictive current control strategy of the three-phase Vienna rectifier," Journal of Power Electronics, Vol. 20, No. 3, pp. 743-753, May 2020.
DOI: <https://doi.org/10.1007/s43236-020-00055-1>
- [4] Jarno Alahuhtala, Heikki Tuusa, "Space Vector Modulation Method for Unidirectional Four-Wire Three-Phase/ Level Switch(Vienna) Rectifier", The 7th international Conference on Pwer Electronics, pp. 742-748, Oct. 2007.
DOI: <https://doi.org/10.1109/ICPE.2007.4692487>
- [5] Byung-Chul Yoon, Hag-Wone Kim, Kwan-Yuhl Cho, "Carrier Comparison PWM for Voltage Control of Vienna Rectifier", Journal of the Korean Academic Industrial Society, Vol. 12, No. 10, pp. 4561-4568, Oct. 2011.
DOI: <https://doi.org/10.5762/KAIS.2011.12.10.4561>
- [6] B. C. Yoon, H. W. Kim, K. Y. Cho, and B. K. Lim, "A single-carrier comparison PWM for voltage control of vienna rectifier," The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 17, No. 2, pp. 129- 134, Apr. 2012.
DOI: <https://doi.org/10.6113/TKPE.2012.17.2.129>
- [7] Nam-Su Cho, Jun-Keun Ji, Tae-Won Lee, Bong-Young Yun, "New Method of SVPWM Implementation Using Single Carrier Wave and Comparision of PI/PR Current Control for the Vienna Converter," The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, Vol. 66, No. 3, pp. 522-532, Mar. 2017.
DOI: <https://doi.org/10.5370/KIEE.2017.66.3.522>
- [8] Trung-Kien Vu, Se-Jin Seong, "Comparison of PI and PR Controller Based Current Control Schemes for Single-Phase Grid-Connected PV Inverter", Journal of the Korean Academic Industrial Society, Vol. 11, No 8, pp. 2968-2974, Aug. 2010.
DOI: <https://doi.org/10.5762/KAIS.2010.11.8.2968>
- [9] Jun-Keun Ji, "New 3-Phase Phase Locked Loop(PLL) Strategy Haying Frequency Limiter and Anti-windup Suitable to Uninterruptible Power Supply", Journal of the Korean Academic Industrial Society, Vol. 7, No 6, pp. 1086-1091, Dec. 2006.

지 준 근(Jun-Keun Ji)

[종신회원]



- 1986년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (공학사)
- 1988년 2월 : 서울대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)
- 1994년 2월 : 서울대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)
- 1994년 9월 ~ 현재 : 순천향대학교 전기공학과 교수

〈관심분야〉

전력전자, 전력변환 및 전동기 제어, 무정전원장치, 전력 품질제어, 모션제어