

모듈형 플러그인 능동전력디커플링 회로를 위한 계통전압 추종 방법

김동희¹, 김정태¹, 박성민[†], 정교범¹

Grid Voltage Estimation Method for Modular Plug-in Active Power Decoupling Circuits

Dong-Hee Kim¹, Jeong-Tae Kim¹, Sung-Min Park[†], and Gyo-Bum Chung¹

Abstract

A grid voltage estimation method for modular plug-in active power decoupling (APD) circuits is proposed in this study as direct replacements of electrolytic capacitors. Since modular plug-in APD circuits cannot have additional grid voltage sensors and should be operated independently without information exchange with the front-end converter, it is impossible to obtain the phase information of the grid directly. Therefore, the proposed method uses the second-order harmonic component of the DC-link voltage to estimate the grid voltage necessary to control the APD circuit. By employing the proposed method, the concept of modular plug-in APD circuits can be realized and implemented without direct detection of the grid voltage. The experimental results based on hardware-in-the-loop simulation (HILS) validate the effectiveness of the proposed control method.

Key words: APD (Active Power Decoupling), Grid voltage estimation, Modular plug-in APD, Renewable energy

1. 서 론

다양한 분야에서 전력의 형태변환을 위해 사용되는 단상 ac-dc 컨버터는 계통주파수의 2배에 해당하는 2차 전력 리플 문제를 필연적으로 가지고 있다. 이를 해결하기 위해서 일반적으로 직류단에 큰 용량의 전해커패시터를 사용하는 수동 전력디커플링회로를 사용한다. 그러나 전해커패시터는 부피가 크고 수명이 짧은 단점으로 인해 이를 대체할 수 있는 능동 전력 디커플링(Active Power Decoupling, APD) 회로가 연구되고 있다^{[1]-[9]}.

APD 회로는 크게 종속형과 독립형으로 나눌 수 있다. 종속형 APD 회로는 입력 ac-dc 컨버터의 전력반도체 및 에너지 저장 소자들을 일부 혹은 전부 공유함으로써 추가 부품의 수를 줄일 수 있다. 그러나 종속형 APD

회로는 제어기의 복잡성을 증가시키고 성능에 제한적인 요소들을 갖는 단점으로 인해 응용범위가 제한적이다^[1]. 독립형 APD 회로는 입력 ac-dc 컨버터와 독립적인 회로를 직렬 혹은 병렬로 연결되어 2차 리플 전력을 흡수한다. 독립형 APD 회로는 전력용 스위칭 소자와 에너지 저장 소자가 추가로 필요한 단점이 있지만, 종속형 APD에 비해 제어가 간단하고 성능이 비교적 우수하다. 또한, 독립적인 운전이 가능하기에 그림 1에서 보여주는 모듈형 플러그인 타입의 APD 패키지를 통해 전해 커패시터를 직접 대체할 수 있다. 모듈형 플러그인 APD 회로는 높은 기대수명을 요구하는 전기자동차, 신재생에너지 분야와 높은 신뢰성을 요구하는 항공기, 군사용 전기자동차, 전원장치에 적용되어 기존의 전해 커패시터로 발생하는 낮은 기대수명, 신뢰성 문제를 해결할 수 있다.

모듈형 플러그인 APD 회로를 이용하여 전해 커패시터를 직접 대체하기 위해서는 APD 모듈 외부는 직류단 이외에는 추가적인 연결이 불가능하다. 이에 입력부 ac-dc 컨버터부와 완벽하게 독립된 제어 방법이 필요하다. APD 제어 알고리즘은 계통전압의 위상 정보가 필수적이며 제어 성능에 많은 영향을 받는다. 그러나 모듈형 플러그인 APD 회로 구성을 위해서는 직접적인 계통전압고, 하프-브릿지에서 리플 전력을 모두 처리한다고 가정

Paper number: TKPE-2021-26-4-8

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: smpark@hongik.ac.kr, Dept. of Electronic & Electrical Engineering, Hongik University, Korea
Tel: +82-44-860-2510 Fax: +82-44-863-7605

¹ Dept. of Electronic & Electrical Engineering, Hongik University, Korea

Manuscript received Mar. 2, 2021; revised Mar. 11, 2021; accepted Mar. 27, 2021

— 본 논문은 2020년 추계학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2020년 추계학술대회 우수논문상 수상논문임

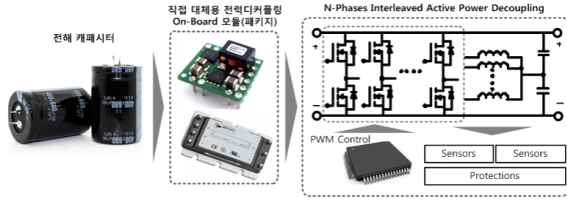


Fig. 1. Conceptual diagram of modular plug-in APD circuits.

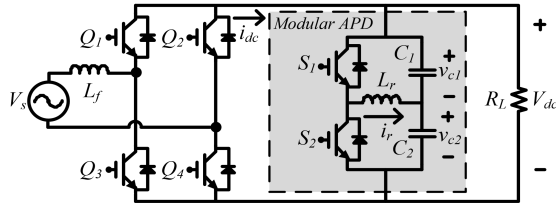


Fig. 2. Frond-end ac-dc converter with modular plug-in capacitor-split type APD circuit.

하면, V_c 의 크기와 커패시터 전압의 위상을 알 수 있다. 추정 및 입력 컨버터부와의 정보교환이 불가능하기에 계통전압의 위상 정보를 직접적으로 알기 쉽지 않다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 dc-link 전압을 통해 간접적으로 계통전압의 위상 정보를 추종하는 방법을 제안한다. 이를 통해 모듈형 플러그인 APD 회로 구현이 가능하다.

2. 모듈형 플러그인 APD 제어

2.1 커패시터-분할타입 능동 전력 디커플링 원리

그림 2는 ac-dc 컨버터에 모듈형 플러그인 APD 회로를 적용한 회로도이다. 본 논문에서 사용된 독립형 APD 회로인 커패시터-분할 타입은 대칭형 하프-브릿지 회로이며 두 개의 커패시터는 서로 같은 커패시턴스를 갖는다^{[7],[8]}. 그림 3은 스위치 동작에 따른 APD 회로의 전류 흐름도이다. 동작 모드 1에서는 S_1 의 턴-온 동작을 통해서 인덕터 전류가 흐르게 된다. 동작 모드 2에서는 S_1 이 턴-오프가 되고 인덕터 전류에 의해 S_2 의 바디다이오드를 통해 전류가 흐르게 된다. 이후 S_2 가 턴-온이 되어 인덕터의 전류의 방향이 바뀌게 되고, S_2 가 턴-오프되어도 전류방향에 의해 S_1 의 바디다이오드로 전류가 흐르게 된다. 이와 같은 전류 흐름의 제어를 통해서 입력단의 리플 전력을 APD 회로에서 제거한다. 상단과 하단 커패시터는 서로 180도 위상차를 갖고 변동되며 전압 식은 다음과 같이 표현된다.

$$v_{c1} = \frac{\overline{V_{dc}}}{2} + V_c \sin(\omega t + \psi) \quad (1)$$

$$v_{c2} = \frac{\overline{V_{dc}}}{2} - V_c \sin(\omega t + \psi) \quad (2)$$

$\overline{V_{dc}}$ 는 dc-link 전압의 평균값, V_c 는 커패시터 전압의 변동 크기를 나타낸다. 역률보상회로가 이상적으로 동작하

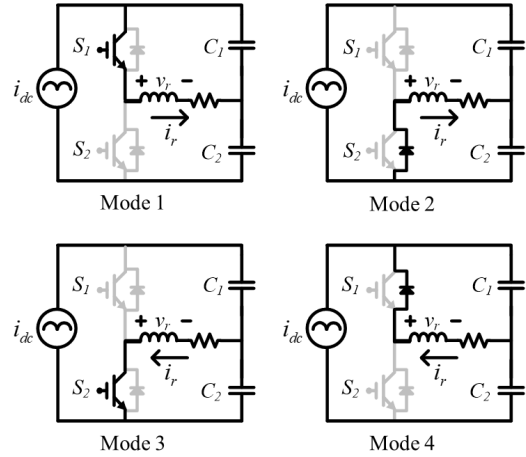


Fig. 3. Current path according to operation modes.

$$V_c = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_s I_s}{2}\right)^2 + \left(\frac{L_f I_s^2 \omega}{2}\right)^2}{\omega C - 2\omega^3 C^2 L_r}} \quad (3)$$

$$\psi = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \tan^{-1}\left(\frac{V_s}{L_f I_s \omega}\right) \quad (4)$$

식 (3)과 식 (4)에서 V_s 와 I_s 는 각각 계통전압과 전류의 첨두값을 나타낸다.

2.2 제안하는 계통전압 위상 추종 방법

입력부 ad-dc 컨버터의 역률제어 및 정현과 전류제어가 이상적으로 동작한다면 dc-link 입력 전류 $i_{dc}(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$i_{dc}(t) = |I_s \sin(\omega t)| = \frac{2}{\pi} I_s + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_s}{(1-4n^2)\pi} \cos(2n\omega t) \quad (5)$$

APD 회로의 커패시턴스가 같다면 직류단에서의 임피던스의 크기와 위상은 다음과 같이 표현된다.

$$Z_{apd} = \frac{2R_L}{\sqrt{4 + (R_L C \omega)^2}} \angle (-\phi) \quad (6)$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{R_L C \omega}{2}\right) \quad (7)$$

(5)-(7) 식을 이용하여 직류단 $V_{dc}(t)$ 의 2차 성분의 크기와 위상을 계산할 수 있다.

$$V_{dc2}(t) = -\frac{8R_L I_s}{3\pi \sqrt{4 + (R_L C \omega)^2}} \cos(2\omega t - \phi) \quad (8)$$

따라서, 식 (8)에 보듯이 직류단 전압의 2차 성분을 추출하여 부하단 임피던스 위상만큼 보상한다면 입력전압의 위상을 간접적으로 추정할 수 있다.

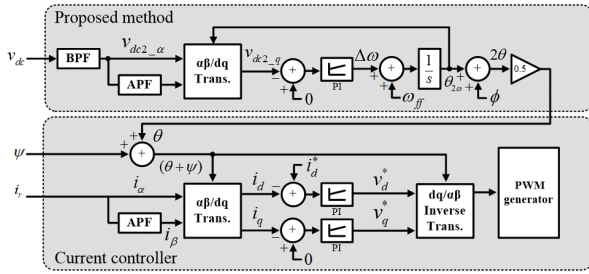


Fig. 4. Proposed control block diagram.

TABLE I
ϕ VALUE ACCORDING TO DC-LINK LOAD R_L

R _L (Ω)	ϕ (rad)	R _L (Ω)	ϕ (rad)
10	0.7558	250	1.5284
30	1.2308	300	1.5354
50	1.3617	350	1.5405
100	1.4651	400	1.5443
150	1.5002	450	1.5472
200	1.5178	500	1.5496

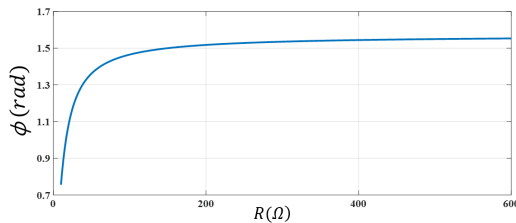


Fig. 5. ϕ value according to dc-link load R_L.

TABLE II
ψ VALUE ACCORDING TO GRID CURRENT I_s

I _s (A)	ψ (rad)	I _s (A)	ψ (rad)
1	2.3556	25	2.3410
5	2.3532	30	2.3380
10	2.3501	35	2.3350
15	2.3471	40	2.3320
20	2.3441	45	2.3290

2.3 제안하는 계통 위상 추종 순서도

그림 4는 제안하는 계통전압 위상 추종 방법과 가상 d-q축 기반의 APD 인덕터 전류제어기의 블록 다이어그램이다. 제안하는 계통전압 위상 추종방법은 band pass filter(BPF)를 통해 직류단 전압의 2차 성분의 위상을 phase locked loop(PLL) 회로를 이용하여 추종한다. PLL 회로의 출력값은 계통전압의 2배 주파수를 가지며 ϕ 만큼 위상이 지연되어있다. 따라서 계통전압의 위상을 추종하기 위하여 PLL 회로의 출력값에서 ϕ만큼 보상해 주어야 한다. 표 1과 그림 5는 직류단 부하 R_L에 따른 ϕ값을 나타낸다. 부하가 작을 때 ϕ값은 일정한 값에 수렴하기 때문에 부하 정보 없이 PLL 회로를 이용하여 계통전압 위상을 추종할 수 있다.

TABLE III
PARAMETERS OF SIMULATION

Parameters	Values
Output Power (kW)	3
dc-link Voltage (V)	380
Capacitor-split-type capacitor C ₁ , C ₂ (μF)	250
Capacitor-split-type inductor (mH)	1.2
Inductor resistance (Ω)	0.0142
Switching frequency (kHz)	30

일반적으로 입력부 ac-dc 컨버터는 무부하 동작에서 점차 부하가 증가하면서 정격부하까지 동작하게 된다. 따라서, APD 회로가 동작하기 전에 무부하 및 경부하 시점에서 발생하는 2차 전력리플에 의한 직류단 2차 전압리플을 통해 계통전압을 추정하고 이를 통해 APD 회로가 동작을 한다. APD가 동작됨에 따라 직류단 전압리플은 작아짐으로 계통전압 위상은 추종했던 계통전압 위상 정보로 APD 회로를 동작시킨다.

계통전압 주파수를 갖는 APD 인덕터 전류를 제어하기 위하여 가상 d-q 변환 기반의 제어를 사용하였다. 이를 통해 제한된 대역폭을 갖는 선형제어기로도 우수한 전류제어 성능을 발휘한다. 그러나 회전좌표계를 이용하기 때문에 APD 인덕터 전류의 정확한 위상정보가 필요하다. APD 인덕터 전류는 계통 주파수와 동일하고 식 (4)만큼의 위상차를 갖고 변동한다. 표 2는 계통 전류의 첨두값에 따른 APD 인덕터 전류의 위상값(ψ)을 나타내고 이는 계통 전류의 피크 값에 상관없이 약 2.33(rad)로 일정하므로 계통전압과 전류값의 정보 없이도 계산할 수 있으므로 모듈형 플러그인 APD 구현이 가능하다.

3. 실험 결과

본 논문에서 제안하는 계통전압 위상 추종 방법에 대한 성능을 확인하기 위하여 HILS 환경에서 실험을 진행하였고 실험조건은 표 3과 같다. 제안하는 계통 위상 추종 알고리즘과 APD 인덕터 전류를 제어하기 위한 가상 d-q 전류제어기의 알고리즘은 MATLAB 기반의 rapid control prototyping(RCP) 장비로 활용할 수 있는 dSPACE SCALEXIO LabBox를 통해 구현되며, APD 회로와 입력단 ac-dc 컨버터의 하드웨어는 Typoon HIL 402 장비에서 가상으로 구현된다.

그림 6은 제안된 방법을 통한 APD 회로 실험 결과 파형들을 나타낸다. 그림 6(a)는 계통전압 정보를 통해 위상정보를 추정하는 일반적인 PLL 방법과 제안하는 방법인 직류단 전압을 이용하여 계통전압 위상을 추종한 두 가지 방법에 대한 APD 인덕터 전류의 위상을 비교한 파형이다. 제안한 방법은 계통전압의 직접적인 관측 없이도 APD 제어기에 위상정보를 오차 없이 추종하였다. 그림 6(b)는 정상상태에서 입력단 컨버터부의 계통

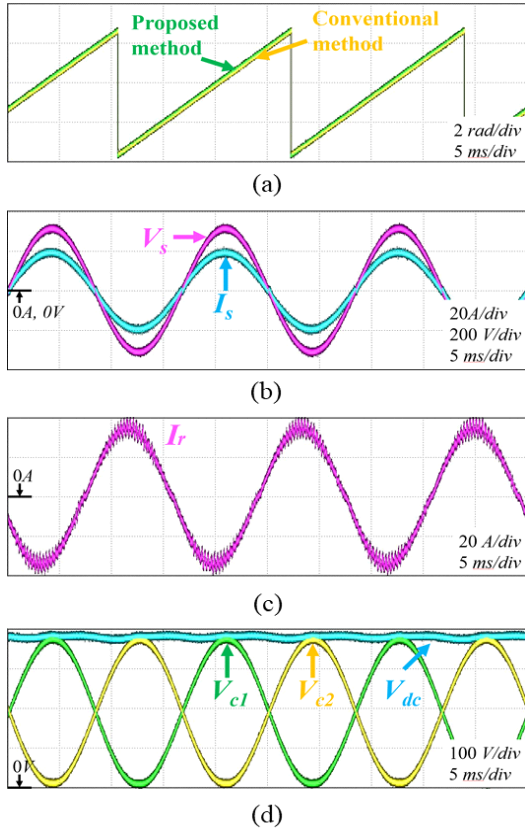


Fig. 6. Experimental results.

전압과 전류 파형을 나타낸다. 전류 첨두값은 약 20A 부하에 약 3kW 전력이 부하에 전달된다. 수동 디커플링 방법으로 3kW, 직류단 전압 380V를 기준으로 dc-link에 2%의 리플 전압을 얻기 위해서는 약 2700 μ F의 전해 커패시터가 필요하다^[9]. 그림 6(c), (d)는 제안한 위상 추종 방법을 이용하여 제어한 APD 회로의 정상상태에서의 전류와 전압 파형이다. APD 인덕터 전류 첨두값은 약 37A이다. 그림 6(d)는 APD 상단 하단 커패시터 전압과 직류단 전압파형이다. APD 커패시터 전압은 $\sqrt{V_{dc}}/2$ 오프셋과 180도 위상차를 갖고 흔들린다. 직류단 전압의 리플은 약 9V로 평균전압의 약 2.3% 수준이다. 커패시터-분할 타입 APD 회로의 요구 커패시턴스는 125 μ F로 수동 디커플링 방식의 약 20배 수준이다. 위의 실험 결과들을 통해 제안된 방법으로 모듈형 플러그인 APD 회로 제어 알고리즘 구현이 가능함을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 모듈형 APD 플러그인 회로를 위한 계통전압의 위상을 추종 방법을 제안하였다. 모듈형 APD 플러그인 회로는 입력부 컨버터와 계통전압 측정 및 입력 컨버터부와 정보교환이 불가능하기에 계통전압의 위상 정보를 직접적으로 알 수 없다. 따라서 제안하는 방법은 직류단 전압의 2차 성분을 이용하여 간접적으로 계통전압의 위상 정보를 추종한다. 제안된 방법의 성능

을 검증하기 위하여 HILS 환경을 구성하여 실험하였다. 이를 통해 입력부 컨버터와 독립적인 운전이 가능하기에 전해커패시터를 직접적으로 대체할 수 있는 모듈형 APD 회로 구성이 가능하다.

이 논문은 2020년 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No. 2020R1F1A1071598)

References

- [1] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong, and J. Yang, "Review of active power decoupling topologies in single-phase systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, pp. 4778-4794, Jul. 2016.
- [2] R. Wang, F. Wang, D. Boroyevich, and P. Ning, "A high power density single phase PWM rectifier with active ripple energy storage," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo (APEC)*, pp. 1378-1383, Feb. 2010.
- [3] Q. C. Zhong, W. L. Ming, X. Cao, and M. Krstic, "Reduction of DC-bus voltage ripples and capacitors for single-phase PWM-controlled rectifiers," in *Proc. IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 708-713, Oct. 2012.
- [4] X. Cao, Q. Zhong, and W. Ming, "Ripple eliminator to smooth DC-bus voltage and reduce the total capacitance required," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 62, pp. 2224-2235, Apr. 2015.
- [5] R. Wang, F. Wang, D. Boroyevich, R. Burgos, R. Lai, P. Ning, and K. Rajashekar, "A high power density single-phase PWM rectifier with active ripple energy storage," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, pp. 1430-1443, May 2011.
- [6] W. Qi, H. Wang, X. Tan, G. Wang, and K. D. T. Ngo, "A novel active power decoupling single-phase PWM rectifier topology," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. Expo (APEC)*, pp. 89-95, Mar. 2014.
- [7] Y. Tang, Z. Qin, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "A dual voltage control strategy for single-phase PWM converters with power decoupling function," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, pp. 7060-7071, Dec. 2015.
- [8] Y. Tang, F. Blaabjerg, P. C. Loh, C. Jin, and P. Wang, "Decoupling of fluctuating power in single-phase systems through a symmetrical half bridge circuit," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, pp. 1855-1865, Apr. 2015.
- [9] K. H. Baek, J. K. Kim, and S. M. Park, "Virtual d-q control strategy for capacitor-split type active power decoupling," in *2018 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju, pp. 2441-2445, 2018.