

논문 2014-51-6-32

회전하는 동기 좌표계 d-q 변환을 이용한 단상 능동 전력 필터의 새로운 제어기

(A New Controller of Single Phase Active Power Filter Using Rotating
Synchronous Frame d-q Transformation)

강 민 구*

(Min Gu Kang[©])

요 약

회전하는 동기 좌표계 d-q 변환을 이용한 단상 능동 전력 필터의 새로운 제어기를 제안하였다. 힐버트 변환기를 사용하여 90°의 위상차를 가지는 두 개의 교류 신호를 만든다. 이 신호들을 회전하는 동기 좌표계 d-q 변환을 이용하여 기본파 성분을 직류로 변환할 수 있고 따라서 고조파 검출이 용이하다. 순시 유효 전력의 평균값을 구한다. 역률 보상을 하므로 전원 전류는 전원 전압과 동위상이다. 단상에서의 전력 공식으로부터 전원 전류의 크기를 알 수 있다. 능동 전력 필터의 보상 전류의 기준 신호는 전원 전류의 기준신호에서 부하 전류를 빼주면 구할 수 있다. 새롭게 제안된 제어기에 히스테리시스 전류 제어기를 적용하여 시뮬레이션 하였다. 능동 전력 필터가 부하전류의 고조파와 무효전력을 보상하여 전원 전류가 전원전압과 동위상이 되고 전원전류가 정현파에 가깝게 되는 것을 확인하였다. 힐버트 변환기는 전대역 여파기를 사용하여 구현하였다.

Abstract

A New Single Phase Active Power Filter Controller is proposed using Rotating Synchronous Frame d-q transformation. Instantaneous Active Power is calculated using d-q transformation. Average Value of Instantaneous Active Power is obtained using Low Pass Filter. Because power factor is corrected, source current is in phase with source voltage. Amplitude of source current is calculated using single phase power formula. Reference signal of compensated current of Active power filter is obtained from source current reference signal minus load current. Simulation is performed using hysteresis current controller in proposed new controller. Simulation result shows that because active power filter compensates load current, source current is in phase with source voltage and source current is sinusoidal. And Hilbert transformer is builded using all pass filter.

Keywords : Single Phase Active Power filter, d-q transformation, Rotating Synchronous Frame

I. 서 론

SMPS, UPS, 인버터, 컨버터, 다이오드 정류기 등의

반도체 전력 변환 장치들은 전원 측에 고조파 전류를 발생시킨다. 고조파 전류는 전원 전압의 찌그러짐, 변압기 등과 같은 전력 계통 장치들에 용량 증대와 수명 단축을 일으킨다.

능동 전력 필터는 이런 비선형 부하들로부터 발생하는 고조파와 무효전력을 보상한다^[1~6]. 능동 전력 필터를 사용하면 고조파를 보상하여 전원 전류를 정현파에 가깝게 만들 수 있고 무효전력을 보상하여 전원 전류가

* 정회원, 경기과학기술대학교 메카트로닉스과
(Department of Mechatronics, Gyeonggi College
of Science and Technology)

© Corresponding Author(E-mail: mgkang@gtec.ac.kr)

접수일자: 2014년02월25일, 수정일자: 2014년04월29일
수정완료: 2014년05월24일

전원 전압과 동위상이 되도록 만들 수 있다.

3상 전원의 전압 및 전류는 d-q 변환에 의해 적절히 조합하면 직교하는 2개의 성분으로 변환될 수 있다. d 축과 q 축의 성분들은 직교한다. 같은 축의 전압과 전류를 곱하면 유효 전력이 된다. 직교하는 전압과 전류를 곱하면 무효전력이 된다. d-q 변환을 이용하여 순시 유효전력과 순시 무효전력을 계산할 수 있다.

q 축 성분은 d 축 성분에 비하여 위상이 90° 뒤지는 성분이다. 단상 전원일 경우에는 전원이 하나만 있으므로 전원들을 조합하여 q 축 신호를 만들 수 없다. 이 경우 q 축 성분을 얻기 위하여 위상을 90° 지연 시키는 장치가 필요하다. 위상을 90° 지연 시키는 장치를 힐버트 변환기(Hilbert Transformer)라고 한다^[5].

힐버트 변환기의 입력 신호는 i_α , 출력 신호는 i_β 로 이름을 붙인다. 이들 두 신호는 교류이며 90° 위상차가 난다. 고조파 검출을 용이하게 하기 위해 이들 신호들을 입력 전원의 주파수에 동기된 축으로 회전시킨다. 이렇게 하면 기본과 교류 신호들은 직류 성분이 되어 고조파 검출이 쉬워진다^[5-6].

본 논문에서는 단상 능동 전력 필터 제어기의 새로운 방법을 제안하였다. 회전 좌표계를 사용한 d-q 변환에 의해 순시 유효 전력을 계산한다. 역률 보상이 이루어 지므로 전원 전류는 전원 전압과 동위상이다. 단상 전원에 대한 전력 공식을 이용하면 전원 전류의 크기를 결정할 수 있다. 능동 전력 필터에 의한 보상 전류의 기준 신호는 전원 전류의 기준 신호에서 부하 전류를 빼 주면 된다. 새로운 제어기는 사이토의 제어기보다 간단하다.

II. 사이토의 제어기

그림 1은 단상 능동 전력 필터의 원리와 전력 회로를 나타낸다. i_L 은 부하 전류를 나타낸다. i_L 은 또한 i_α 와 같다. i_c 는 능동 전력 필터에 의한 보상 전류를 나타낸다. i_s 는 전원 전류를 나타낸다. i_s 는 전원 전압과 동위상이면서 정현파가 되도록 하는 것이 능동 전력 필터의 목적이다.

서론에서 언급한 것과 같이 순시 전력을 계산하기 위해 90° 위상차를 가지는 신호들이 필요하다. 3상과 달리 단상에서는 신호들을 조합할 수 없으므로 힐버트 변

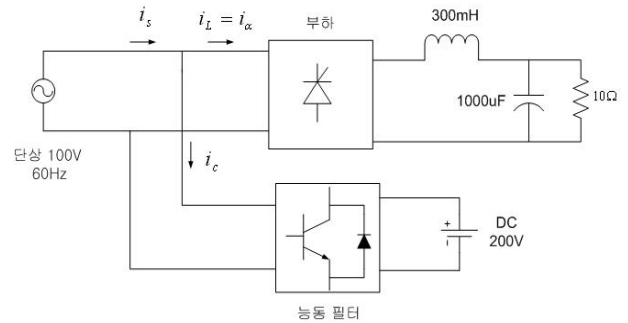


그림 1. 단상 능동 전력 필터의 원리

Fig. 1. Principle of Single Phase Active Power Filter.

환기를 사용하여 90° 위상차를 가지는 i_β 를 만든다. 그 다음에 기본과 신호들을 직류로 만들어 고조파 검출이 쉽도록 하기 위해 식 (3)과 같이 회전하는 동기 좌표계를 이용하여 d-q 변환한다.

$$T = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ \cos\omega t & \sin\omega t \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ \cos\omega t & \sin\omega t \end{bmatrix}^{-1} \\ = \begin{bmatrix} \sin\omega t & \cos\omega t \\ -\cos\omega t & \sin\omega t \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

만약 $v_\alpha = V_1 \sin\omega t$ 의 기본파이면, $v_\beta = -V_1 \cos\omega t$ 가 되고, 동기 좌표계 d-q 변환하면 다음과 같이 상수가 된다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ \cos\omega t & \sin\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \sin\omega t \\ -V_1 \cos\omega t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

사이토 제어기에서 $i_\alpha(t)$ 의 고조파 검출은 그림 2와 같이 얻어질 수 있다. $i_\alpha(t)$ 는 힐버트 변환에 의해 $i_\alpha(t) + ji_\beta(t)$ 로 변환되고, 이 신호는 식 (3)에 의해 d-q 성분으로 변환된다.

$i_d(t)$ 와 $i_q(t)$ 의 직류 성분은 기본과 유효 전류와 기본과 무효 전류의 크기이다. 저역 통과 필터(LPF)를 사

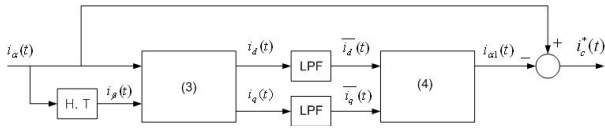


그림 2. 사이토 제어기의 블록도
Fig. 2. Block Diagram of Saito Controller.

용하면 이들 기본파 성분들이 결정되고, 이들은 식 (4)를 통하여 $i_{\alpha 1}(t) + j i_{\beta 1}(t)$ 으로 변환된다. $i_{\alpha}(t)$ 의 기본파 성분은 $i_{\alpha 1}(t)$ 로 결정되고, $i_{\alpha}(t)$ 의 고조파 성분 $i_{\alpha h}(t)$ 는 다음으로부터 유도된다.

$$i_{\alpha h}(t) = i_{\alpha}(t) - i_{\alpha 1}(t) \quad (6)$$

III. 제안된 제어기

1. 제안된 제어기

같은 축의 전압과 전류를 곱하면 유효 전력이 된다.

$$p_L = e_d i_d + e_q i_q \quad (7)$$

식 (5)에서 $v_q = 0$ 인 것을 알 수 있다. 따라서 유효 전력은 다음과 같다.

$$p_L = e_d i_d = V_1 i_d \quad (8)$$

능동 전력 필터에서 역률 보상을 하므로 i_s 에 흐르는 전류는 v_s 와 위상이 같다. 따라서 i_s 의 크기만 계산해 주면 된다. 단상에서 유효 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$P_L = VI \cos \theta \quad (9)$$

여기서 $V =$ 단상 전원 전압의 실효값

$I =$ 단상 선 전류의 실효값

$\theta =$ 전압과 선 전류 간의 위상차 $= 0^\circ$

식 (8)에서 계산한 p_L 을 평균하면 P_L 과 같다.

따라서 $P_L = VI$

$$I = \frac{P_L}{V} \quad (10)$$

전원 전류의 기준 신호는 다음과 같다.

$$i_s^* = \sqrt{2} I \sin \omega t \quad (11)$$

능동 필터에서 공급해야할 보상 전류의 기준 신호는

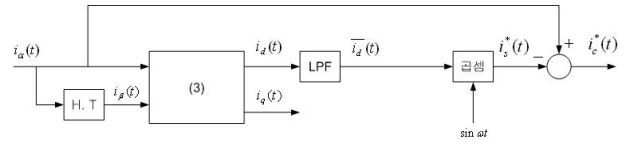


그림 3. 새롭게 제안된 제어기의 블록도
Fig. 3. Block Diagram of Proposed New Controller.

다음과 같다.

$$i_c^* = i_L - i_s^* \quad (12)$$

그림 3은 새롭게 제안된 제어기의 블록도를 나타낸다.

2. 힐버트 변환기

i_{β} 는 i_{α} 보다 위상이 90° 늦은 신호이며 all pass filter를 사용하여 만들 수 있다. 그림 4는 전대역 여파기를 나타낸다.

전대역 여파기의 전달 함수는 다음과 같다.

$$H(s) = \frac{sRC - 1}{sRC + 1}, \quad H(j\omega) = \frac{j\omega RC - 1}{j\omega RC + 1} \quad (13)$$

$$|H(j\omega)| = 1$$

$$\angle H(j\omega) = 180^\circ - 2 \tan^{-1} \omega RC \quad (14)$$

$\omega = 1/RC$ 에서 $+90^\circ$ 의 위상 천이를 가진다. 60Hz에서 $+90^\circ$ 의 위상 천이를 가지기 위해 $R_1 = 10k\Omega$, $C = 0.1\mu F$ 이면,

$$R = \frac{1}{2\pi(0.1 \times 10^{-6}) \times 60} = 26.53k\Omega$$

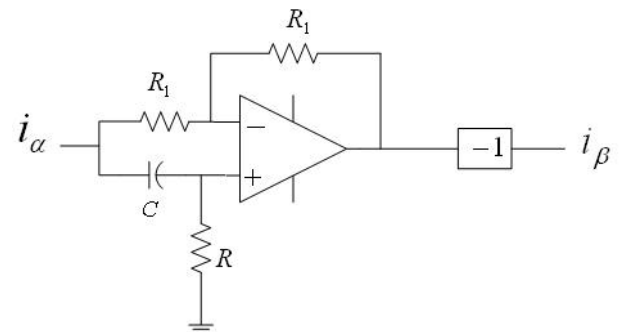


그림 4. 전대역 통과 여파기
Fig. 4. All pass filter.

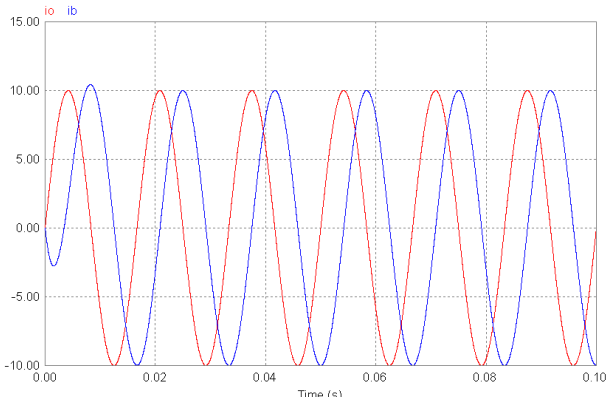
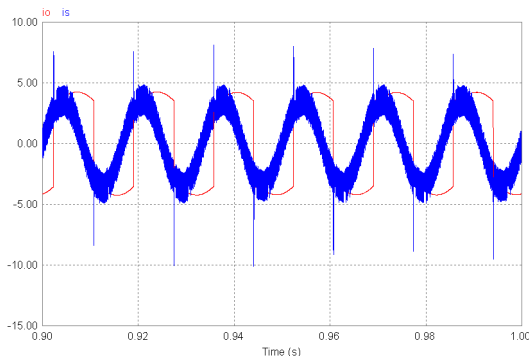


그림 5. 전대역 통과 여파기 입출력 파형
Fig. 5. Input and output waveform of all pass filter.

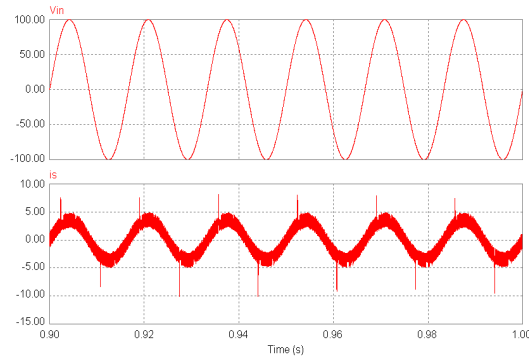
그림 5는 기본파 신호에 대한 전대역 통과 여파기 입출력 파형을 나타낸다.

IV. 시뮬레이션

그림 6은 새롭게 제안된 그림 3의 3상 능동 전력 필



(가) 부하 전류와 전원 전류



(나) 전원 전압과 전원 전류

그림 6. 히스테리시스 전류 제어기 파형
Fig. 6. Waveform of Hysteresis Current Controller.

터 제어기에 히스테리시스 전류 제어기를 사용했을 경우의 부하 전류와 전원 전류, 전원 전압과 전원 전류 파형을 나타낸다.

점호각 45°의 SCR 부하를 사용하므로 부하 전류는 전원 전압과 위상차를 가지며 고조파를 많이 포함한다. 능동 전력 필터를 사용하여 전원 전류가 전원 전압과 동위상이 되며 고조파가 없는 정현파가 되는 것을 나타내었다. 히스테리시스 전류 제어기를 사용하면 전류 오차가 비교적 작아진다.

V. 결론

회전하는 동기 좌표계 d-q 변환을 이용한 단상 능동 전력 필터의 새로운 제어기를 제안하였다. 힐버트 변환기를 사용하여 부하 전류보다 90° 위상 지연된 신호 i_{β} 를 구한다. 동기 좌표계 d-q 변환을 이용하여 기본파를 직류 성분으로 만들 수 있고 고조파 검출이 쉬워진다.

순시 유효 전력을 계산하고 저역 통과 필터를 사용하여 순시 유효 전력을 평균값을 구한다. 식 (10)에 의해 전원 전류의 크기를 구할 수 있다. 식 (11)에 의해 전원 전류의 기준 신호를 구한다. 식 (12)에 의해 보상 전류의 기준 신호를 결정할 수 있다.

그림 2와 그림 3을 비교하면 제안된 제어기가 비교적 간단한 것을 알 수 있다. 그리고 전대역 여파기를 사용하여 힐버트 변환기를 구현하였다.

REFERENCES

- [1] Agagi, Nabae, Atoh, "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage Source Inverters," IEEE Industry Applications, Vol. IA-22 No. 3, pp. 460-465, 1986.
- [2] Agagi, Kanazawa, Babae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," IEEE Industry Applications, Vol. IA-20 No. 3, pp. 625-630, 1984.
- [3] Hyun Sik Choi, Jae Hak Lee, and Tae Wook Um, "A Study and Analysis of Control Method for Parallel Active Power Filter," Journal of The Institute of Electronics and Information Engineers of Korea, Vol. 40, NO. 1, pp. 73-78,

Mar. 2003.

- [4] Dong-Youl Jung, Chong-Yeun Park, Sun Bae Pang, "Design and Simulation of Active Power Filter," Proceedings of The Institute of Electronics and Information Engineers of Korea Conference, pp. 2629-2632, Jul. 2003.
- [5] Makoto Saitou, Toshihisa Shimizu, "Generalized Theory of Instantaneous Active and Reactive Powers in Single-phase Circuits based on Hilbert Transform," Power Electronics Specialists Conference, pp. 1420-1424, 2002
- [6] Makoto Saitou, Nobuyuki Matsui, Toshihisa Shimizu, "A Control Strategy of Single-phase Active Filter Using a Novel d-q Transformation," Industry Applications Conference, pp. 1222-1227, 2003.
- [7] P. Mattavelli, "Synchronous-frame harmonic control for highperformance AC power supplies", IEEE Transaction on Industry Application, May/June, pp. 864-872, 2001.
- [8] S. Hiti, D. Borojevic, R. Ambatipudi, R. Zhang, J. Yimin, "Average current control of three-phase PWM boost rectifier", Power Electronics Specialist Conference, pp. 131-137, 1995.
- [9] S. Hiti, D. Borojevic, "Control of front-end three-phase boost rectifier", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 94, Conference Proceedings, 10th Annual IEEE, Vol. 2, pp. 927-933, 1994.
- [10] S. D. Fim, "A High Performance Inverter Technology, Architecture and Applications", IEEE-APEC Conf. Rec., pp. 556-560, 1993.

저 자 소 개



강 민 구(정회원)
1985년 부산대학교 전기공학과
학사 졸업.
1987년 KAIST 전기전자공학과
석사 졸업.
2009년 숭실대학교 전기공학과
박사 졸업.

<주관심분야 : 전원장치, 인버터 및 전력전자>