

전류원형 능동 전력 필터의 직류측 모델에 관한 연구

°한 학 근* 박 인 규* 박 중 근*

* 서울대학교 전기공학과

A Study on DC side Model of Current Source type Active Power Filters

°Hak-Guhn Han* In-Gyu Park* Jong-Keun Park*

* Dept. of Electrical Eng. Seoul National University

Abstract - In the current source type active power filter, the DC current source is implemented using an inductor with large inductance by maintaining the inductor current constantly. In this case, to compensate the loss of the switching devices of the power converter and the inductor, some real power should be supplied to the filter from the source. This process is analyzed through the equivalent circuit which expresses the loss of the switching devices and the inductor with the equivalent resistor R . This work discusses the validation of this DC side equivalent circuit and points out the problems, through the experiments using the experimental active power filter with 220V, 10KVA ratings, and suggests a more accurate equivalent circuit which puts the saturation voltage of the power transistors and the threshold voltage of the diodes into consideration.

전력 필터는 각기 일장 일단을 가지고 있어서 아직 그 우열이 뚜렷이 가늠되지는 않고있다.

전류원형 능동 전력 필터에서 직류 전류원은, 인덕턴스가 큰 인덕터를 사용하여 인덕터의 전류를 일정하게 유지함으로써 구현된다. 이때, 전력 변환기의 스위칭 소자 및 인덕터에서의 손실을 보상하기 위해서는 일정량의 유효 전력이 전천측으로부터 공급되어야 한다 [1,2,4,6]. 이러한 과정은 스위칭 소자 및 인덕터에서의 손실을 등가 저항 R 로 표현하는 등가 회로를 통해서 해석된다 [4,6].

본 연구에서는 220V, 10KVA의 정격을 갖는 실험용 능동 전력 필터를 통해 전류원형 능동 전력 필터의 직류측 등가 회로의 타당성을 검토하여 그 문제점을 지적하고, 전력용 트랜지스터의 포화 전압 (Saturation voltage) 과 전력용 다이오드의 도통 전압 (Threshold voltage) 을 고려한 보다 정밀한 등가 회로를 제시하였다.

1. 서 론

전력계통의 고조파 보상을 필터로서, 능동 전력 필터는 수동 전력 필터에 비하여 저차 고조파의 보상이 특히 용이하고, 계통의 조건에 관계없이 적용할 수 있으며, 필터가 과부하되지 않는다는 등의 여러가지의 장점이 부각되어 최근 큰 관심을 모으고 있다 [1-6]. 능동 전력 필터는 직류 전원과 전력 변환기를 이용하여 보상 전류 (역 고조파 전류) 를 발생시켜서 고조파 전류 발생원 단에 주입함으로써 고조파 전류의 전원으로의 유입을 억제하는 것이 기본 원리이다. 능동 전력 필터는 크게 두 종류로 나뉘어지는데, 직류 전원으로서는 전류원을 사용하는 방식을 전류원형 능동 전력 필터라 부르고, 전압원을 사용하는 방식을 전압원형 능동 전력 필터라 부른다. 이 두 종류의 능동

2. 전류원형 능동 전력 필터

전류원형 능동 전력 필터는 그림 1에 보인 것과 같이 고조파 전류를 발생하는 비선형 부하 단에 보상 전류 i_C 를 주입함으로써 고조파 전류의 전원으로의 유입을 억제하고자 하는 고조파 전류원이라고 설명할 수 있다.

지금, 고조파가 포함된 전원 전류 i_S 를 다음과 같이 푸리에 (Fourier) 급수로 전개하는 것을 생각한다.

$$i_S(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t). \quad (1)$$

그러면, 이 전원 전류에 포함된 고조파 전류 i_H 는 다음과 같다.

$$i_H(t) = \sum_{n=2}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} b_n \cos(n\omega t). \quad (2)$$

전원 전류에서 이 고조파 전류를 완전히 제거하기 위해서는, 보상 전류 i_C 는 이 고조파 전류와 같아야 한다. 즉,

$$i_C(t) = i_H(t). \quad (3)$$

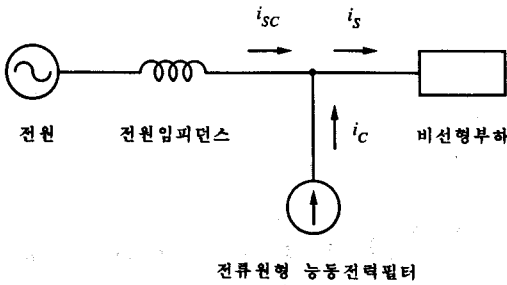


그림 1. 전류원형 능동 전력 필터에 의한 고조파의 보상

실제의 전류원형 능동 전력 필터는 그림 2와 같이 인덕터와 전류형 전력 변환기, 그리고 PWM 제어부로 구성된다. 인덕터는 직류 전류원 역할을 하며, 전류형 전력 변환기는 직류 전류로부터 보상 전류 i_C 를 발생시키는 고조파 인버터의 역할을 한다. 전력 변환기의 스위칭 소자들 및 인덕터에서의 손실을 보상하기 위해서는 이 전류형 전력 변환기는 고조파 인버터로서의 역할 뿐만아니라 전압 정류기의 역할도 병행하여야 한다 [1,2,4,6].

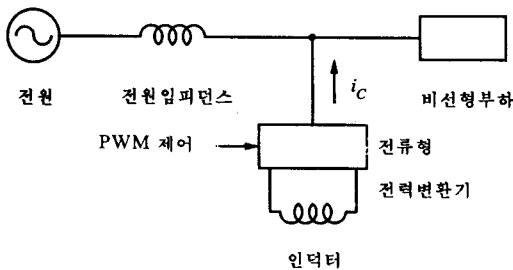


그림 2. 전류원형 능동 전력 필터에 대한 간략도

그림 3에는 단상 전류형 전력 변환기를 나타내었다. 그림 3에서, 직류측 전류 $i_1(t)$ 가 양으로 유지되는 한에 있어서는, 이 전류형 전력 변환기는 다음과 같이, 전력용 트랜지스터의 스위칭에 따른 시변 이득 $G(t)$ 로서 파악될 수 있다 [6].

$$i_2(t) = G(t) i_1(t) \quad (4)$$

$$v_1(t) = G(t) v_2(t).$$

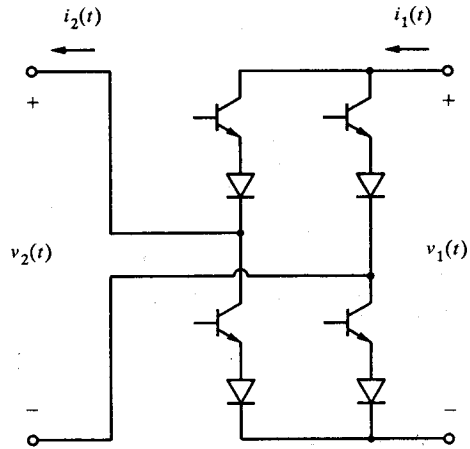


그림 3. 단상 전류형 전력 변환기

이 시변 이득 $G(t)$ 를 식 (5)와 같이 푸리에 급수로 전개하는 것을 생각하면, N 차까지의 저차 고조파들이 완전히 제거되기 위해서는 g_n, h_n 들은 식 (6)을 만족해야 한다 [6].

$$G(t) = \sum_{n=1}^{\infty} g_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} h_n \cos(n\omega t). \quad (5)$$

$$-\frac{V_L}{2R} g_1 = I_D \quad (6)$$

$$I_D h_1 = I_R$$

$$I_D g_n = a_n \quad (n = 2, 3, \dots, N)$$

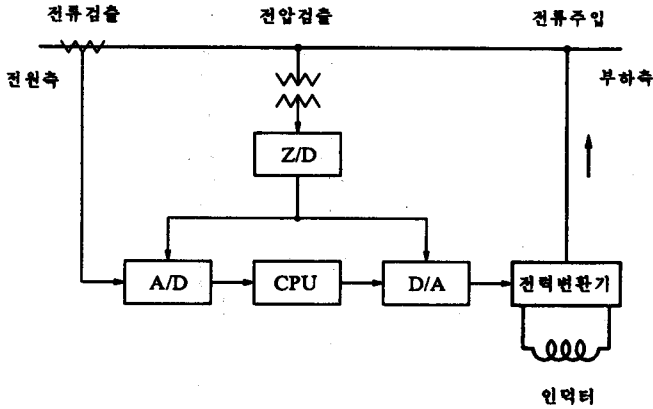
$$I_D h_n = b_n \quad (n = 2, 3, \dots, N).$$

식 (6)에서, V_L 은 부하 전압의 최대치이며, R 은 필터의 손실에 대한 등가 저항이고, I_D 는 인덕터에 흐르는 직류 전류이며, I_R 은 보상고조파 하는 무효 전류의 최대치이다. 식 (6)은 식 (7)과 같은 형태의 비선형 연립 방정식이며, 제어를 위한 스위칭 각들은 이 비선형 연립 방정식의 풀이를 통해서 구해진다 [6].

$$f(x) = b. \quad (7)$$

그림 4는 본 연구에서 실험을 위해 제작한 PWM 제어부의 블록 선도이다. A/D 변환기는 12bit, 130KHz의 해상도를 갖는

것을 사용하였고, PWM D/A 변환기는 제어각의 해상도가 1.8MHz가 되도록 설계하였다. 전류의 검출은 전류측에서 하였으며, 인덕터 전류도 이 전원 전류로부터 추출하였다.



Z/D : Zero-crossing 검출기
D/A : PWM D/A 변환기

그림 4. PWM 제어부의 블럭 선도

실험용 능동 전력 필터는 400mH의 인덕터와 400V, 50A의 전력용 트랜지스터를 사용하여 220V, 10KVA의 정격을 갖도록 제작되었으며, 실험은 110V, 15A의 영역에서 수행하였다. 700mH의 인덕터와 43Ω의 저항을 갖는 전파 정류기 부하의 전원 전류의 파형과 스펙트럼을 그림 5에 나타내었으며, 능동 전력 필터에 의해 보상된 전원 전류의 파형과 스펙트럼은 그림 6에 나타내었다. 그림 6을 보면 주기당 14개의 펄스로 스위칭하는 경우 14차까지의 고조파를 거의 완전히 보상할 수 있음을 알 수 있다.

3. 직류측 모델

3.1 기존의 동가 회로 [6]

그림 7은 전류원형 능동 전력 필터에 대한 동가 회로이다. 전력 변환기의 스위칭 소자들과 인덕터에서의 손실이 동가 저항 R에 함축되어져 있다.

지금, 능동 전력 필터가 정상 동작 상태에 있다고 하면, 부하 전압 v_L 은

$$v_L(t) = V_L \sin(\omega t) \quad (8)$$

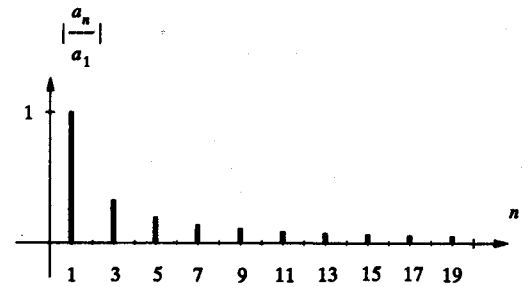
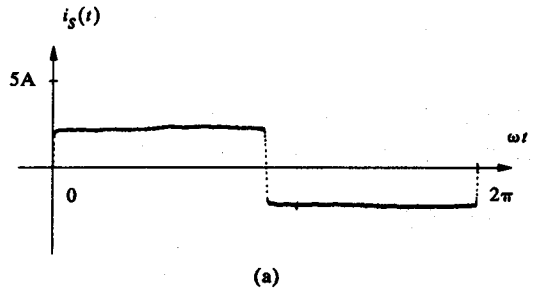


그림 5. 전원 전류의 파형과 스펙트럼
(a) 파형 (b) 스펙트럼

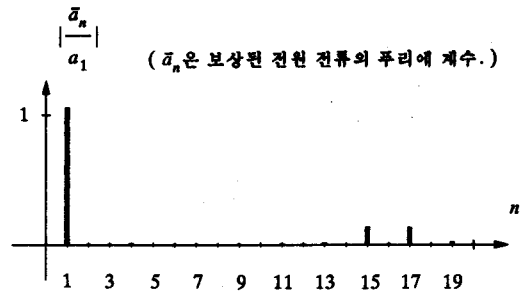
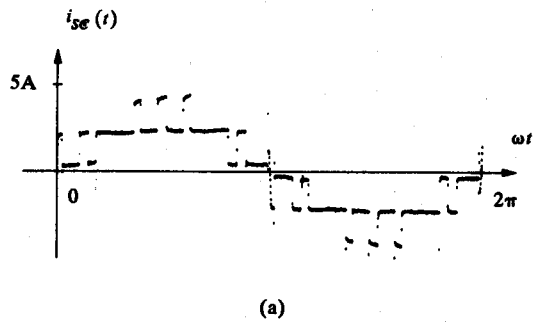
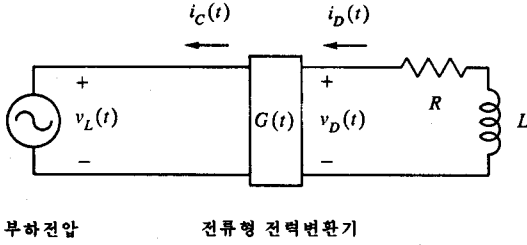


그림 6. 보상된 전원 전류의 파형과 스펙트럼
(a) 파형 (b) 스펙트럼



부하전압 전류형 전력변환기

그림 7. 전류원형 능동 전력 필터에 대한 등가 회로

과 같이 쓸 수 있다. 그러면, 인덕터 전압 v_D 는 식 (4)에 의하면 다음과 같다.

$$v_D(t) = G(t) v_L(t) \\ = G(t) V_L \sin(\omega t). \quad (9)$$

인덕터 전류 i_D 는, 등가 회로의 직류측 폐로에 키르히호프의 전압 법칙을 적용하면 다음과 같이 주어진다.

$$R i_D(t) + L \frac{di_D(t)}{dt} = -v_D(t). \quad (10)$$

정상 상태에서, L 이 충분히 클 경우에는, i_D 의 변동은 무시할 수 있으며, i_D 는 그 직류 성분 만으로 잘 근사된다. 따라서, v_D, i_D 의 직류 성분을 각각 V_D, I_D 로 표현하면 다음의 식이 성립한다.

$$R I_D = -V_D. \quad (11)$$

V_D 는 식 (8)과 식 (9)를 이용하면 다음과 같이 구해진다.

$$V_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_D(t) d\omega t \\ = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} G(t) V_L \sin(\omega t) d\omega t \\ = \frac{V_L}{2} g_1. \quad (12)$$

따라서 g_1 과 인덕터 전류 I_D 의 관계는 다음과 같이 주어진다.

$$-\frac{V_L}{2R} g_1 = I_D. \quad (13)$$

식 (13)은 식 (6)의 첫번째 식이며, 이 식의 의미는, 인덕터 I_D 가

$G(t)$ 의 푸리에 계수 g_n, h_n 들 중에서 오직 g_1 에만 관계된다는 것이다. 식 (13)을 그래프로 표현하면 그림 8과 같다.

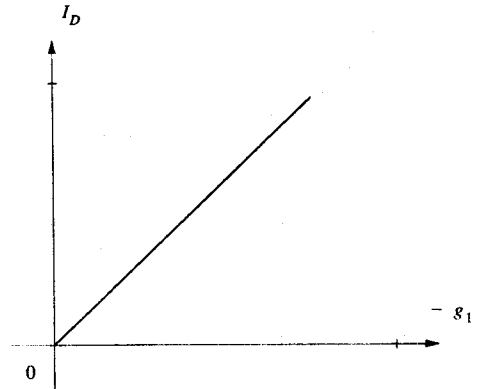


그림 8. g_1 과 I_D 의 관계

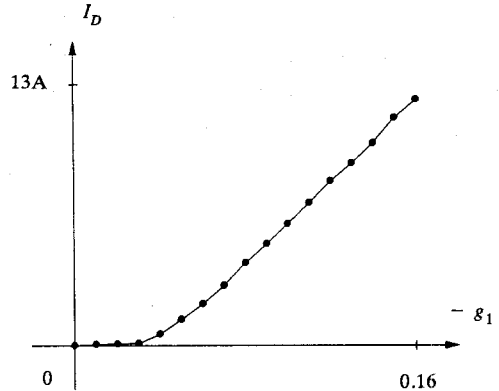


그림 9. 실험을 통해 구해진 g_1 과 I_D 의 관계

그림 9는 실험을 통해 구해진 g_1 과 I_D 의 관계 그래프이다. 이 그래프를 보면, g_1 이 작은 영역에서는 I_D 가 0으로 나타난다는 점에서 그림 8의 이론치와 상당한 차이가 있음을 알 수 있다. 그림 10은 이 실험치로부터 식 (13)을 통해서 구한, 등가 저항 R 의 I_D 와의 관계를 나타낸 것이다. 그림 10에서 보면, 등가 저항 R 이 I_D 에 대하여 일정하지 않음을 알 수 있다. 이것은 곧 그림 7과 식 (13)의 모델이 부정확하다는 것을 의미한다.

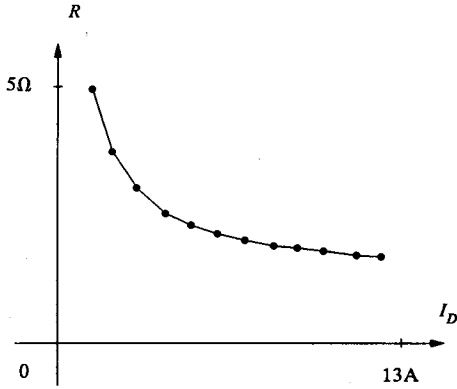
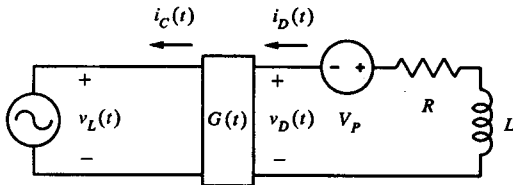


그림 10. 실험을 통해 구해진 R과 I_D 의 관계

3.2 수정된 등가 회로

기존의 등가 회로에서의 오차는 전력 변환기의 스위칭 소자들에서의 전압 강하 즉, 전력용 트랜지스터에서의 컬렉터와 에미터 간의 포화 전압 (V_{CE} Saturation voltage) 및 전력용 다이오드에서의 도통 전압 (Threshold voltage) 을 무시한 것에 기인했다고 보여진다. 이 전압 강하 요소들 V_p 로 표시하여 그림 7의 등가 회로의 직류측에 포함시키면, 그림 7의 등가 회로는 그림 11과 같이 수정된다.



부하전압 전류형 전력변환기

그림 11. 수정된 등가 회로

그러면, 식 (10), (11)은 각각 식 (14), (15)와 같이 변경되며, 식 (13)은 식 (16)으로 수정된다.

$$R i_D(t) + L \frac{di_D(t)}{dt} + V_p = -v_D(t) \quad (14)$$

$$R I_D + V_p = -V_D \quad (15)$$

$$-\frac{V_L}{2R} g_1 - \frac{V_p}{R} = I_D \quad (16)$$

식 (16)을 그래프로 표현하면 그림 12와 같다. 그림 12를 그림 9와 비교해 보면, 식 (16)의 모델은 그림 9의 실험치를 매우 잘 근사함을 알 수 있다. 수정된 등가 회로에서의 등가 저항 R을 식 (16)을 통해서 구해보면, 그림 13과 같이 나타난다. 그림 13에서 보면, 등가 저항 R은 I_D 에 대하여 거의 일정하게 나타남을 알 수 있다. 이것은 곧 그림 11의 수정된 등가 회로가 실제의 능동 전력 필터를 매우 잘 근사한다는 것을 의미한다.

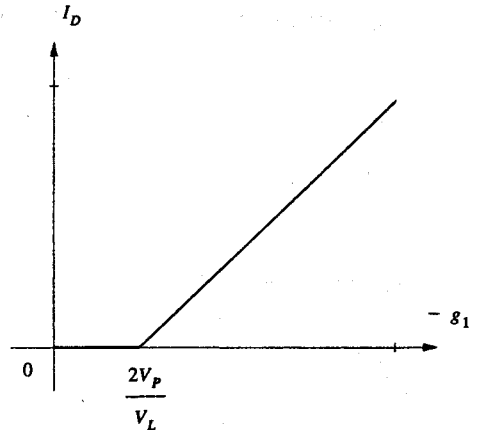


그림 12. 수정된 등가 회로에서의 g_1 과 I_D 의 관계

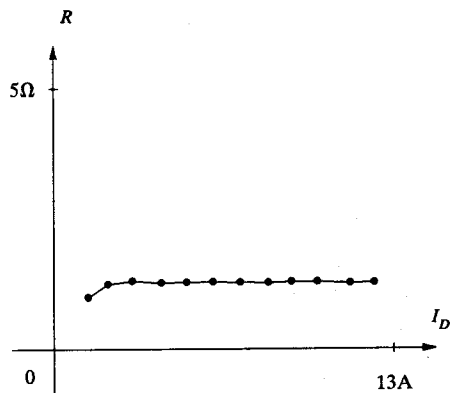


그림 13. 수정된 등가 회로에서의 실험을 통해 구해진 R과 I_D 의 관계

4. 결 론

본 연구에서는 실험을 통해 전류원형 능동 전력 필터의 직류측 등가 회로의 타당성을 검토하여 그 문제점을 지적하고, 전력 변환기에서의 전압 강하를 고려한 보다 정밀한 등가 회로를 제시하였다.

실험 결과, 기존의 등가 회로는 실제의 능동 전력 필터를 잘 근사하지 못하는 것으로 나타났는데, 이는 전력 변환기의 전력용 트랜지스터에서의 포화 전압과 전력용 다이오드에서의 도통 전압의 영향을 무시한데에 기인한 것으로 평가되었다.

본 연구에서는, 이러한 전압 강하의 영향을 등가 회로의 직류측에 포함시키는 새로운 등가 회로를 제안하였으며, 이렇게 함으로써 실제의 능동 전력 필터가 보다 잘 근사됨을 확인하였다.

본 연구의 결과는 전류원형 능동 전력 필터의 인덕터 전류의 제어 및 손실 분석 등에 유용하게 이용될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] L. Gyugyi, E.C. Strycula, "Active ac power filters," Proc. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 529-535, 1976.
- [2] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa, and M. Nomura, "Active power filter," Proc. IPEC Tokyo, pp. 981-992, 1983.
- [3] K. Hayafune, T. Ueshiba, E. Masada, and Y. Ogiwara, "Microcomputer controlled active power filter," Proc. IEEE/IES IECON, pp. 1221-1226, 1984.
- [4] G.H. Choe, M.H. Park, "A new injection method for ac harmonic elimination by active power filter," IEEE Trans. on IE, vol. 35, pp. 141-147, 1988.
- [5] S.H. Kim, J.K. Park, J.H. Kim, M.H. Park, and G.H. Choe, "An improved PWM current control method for harmonic elimination using active power filter," Proc. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 927-931, 1987.
- [6] I.G. Park, J.K. Park, "Optimal PWM methods for active power filters," Proc. IFAC Symposium on Power Systems and Power Plant Control, 1989.