고속전철용 단상 병렬 컨버터의 비간섭제어 성능 개선을 위한 전향 제어기 설계

Design of the Feed Forward Controller to improve on the non-interference control performance of a single PWM converter in parallel for high-speed trains

박병건* 정환진** 현동석***

Park, Byoung-Gun Jung, Hwan-Jin Hyun, Dong-Seok

ABSTRACT

This paper presents the design of the feed forward controller to improve on the non-interference control performance of a single PWM converter in parallel for high-speed trains. The feed forward controller is designed to minimize the interference generated by converter switching in parallel operation of PWM converters. The gain value of the feed forward controller is calculated by inductance values of the input transformer. However, it is difficult to decide this gain value exactly because inductance values are changed by the operation condition of an input transformer.

In this paper, the proposed design of feed forward controller can exactly decide the gain value using the leakage inductances estimated by detecting the variation of input current. the validity of the proposed feed forward controller is proved through the simulation results.

1. 서론

최근 환경에 대한 관심이 고조되면서 전기 에너지를 사용하는 고속 전철에 대한 관심이 전 세계적으로 증가하고 있다. 이러한 관심의 증가로 고속 전철에 대한 기술이 발전하여 열차의 고속화가 선진국을 중심으로 활발히 추진되고 있다. 고속 전철의 시스템 중 주전력 변환 장치로 사용되는 단상 병렬형 PWM 컨버터는 입력보다 더 큰 출력을 얻을 수 있는 승압형 PWM 컨버터를 사용한다. PWM 컨버터의 입력측에는 교류 전압을 강압시키는 변압기가 있고 일반적으로 입력 변압기의 누설 리액턴스를 승압용으로 사용한다.[1] 이러한 PWM 컨버터는 교류측 전원이 단상으로 입력되므로 단상 PWM 컨버터로 구성되며 시스템의 대용량화를 위해 단상 컨버터 2대를 병렬 운전한다. 병렬운전은 컨버터 입력 측의 전류파형을 보다 정현파에 가깝게 함으로써 고조파를 감소시킬 수 있으며, 스위칭 주파수는 컨버터 구동을 단독운전하는 것에 비하여 1/4로 줄여 스위칭 손실을 감소시킬 수 있고, 출력 측 리플을 줄일 수 있는 장점과 컨버터 용량도 증대시킬 수 있는 장점 등을 갖출 수 있다.[2-5]

단상 병렬형 PWM 컨버터를 쓰게 되면 컨버터 입력 전류는 각각의 컨버터 스위칭 함수에 독립적이지

* 한양대학교 전기공학과 박사과정, 정회원
E-mail : redalarm@hanyang.ac.kr
TEL : (02)2220-0341 FAX : (02)2220-0570
** 한양대학교 전기공학과 석사과정, 정회원
*** 한양대학교 전기공학과 교수, 정회원

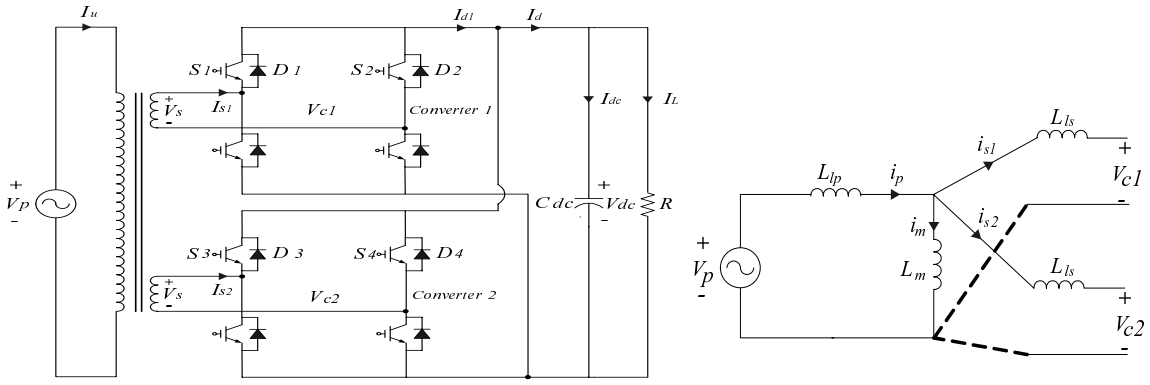
못하고 다른 컨버터의 스위칭 상태에 영향을 받게 된다.[6] 따라서 병렬 운전 시 각 컨버터의 스위칭에 의해 발생되는 간섭현상을 최소화하기 위해 전향 제어기가 구성된다. 기존의 전향 제어기 이득 값은 변압기 2차 측에 각각의 누설 인덕턴스 값이 같다는 가정 하에 수행된다. 하지만 변압기의 운전 환경에 의해 이 값들은 변화가 일어나기 때문에 정확한 전향제어기 이득 값의 선정을 위해서는 변압기 각각의 2차 누설 인덕턴스 값을 항상 같게 유지하거나 각각의 2차 누설 인덕턴스 값이 변하더라도 변화된 값을 추정하여 제어할 수 있는 기법이 요구된다.

본 논문에서는 2차 누설 인덕턴스 값이 변하더라도 변화된 값을 추정하여 제어할 수 있는 기법에 관한 연구를 수행하였다. 이를 위해 PWM 제어에 의해 나타나는 전류에서 각 모드별로 분석하여 폐회로 모드에서의 전류 변화 분을 검출하여 누설 인덕턴스 값을 추정한다. 그리고 그 값이 전향보상기의 이득 값의 계산에 사용된다. 제안한 방식을 적용한 시뮬레이션을 통해 본 논문에서 제안한 전향보상기의 제어 방식의 우수성을 입증하였다.

2. 단상 PWM 컨버터의 병렬운전에 의한 간섭현상

현재 추진되고 있는 고속 전철용 주전력 AC/DC 변환 장치로는 아래에 보인 그림 1과 같이 승압형 단상 병렬형 PWM 컨버터를 사용한다. 스위칭 소자로는 IGBT를 사용하고, Free-wheeling 다이오드와 교류 리액터로 컨버터 시스템이 구성된다. 컨버터의 출력 단에는 부하에 직류 전압을 제공하기 위한 대용량 커패시터가 연결되어 있다.

시스템의 안정성을 높일 뿐만 아니라, 입력단 전류의 고조파를 저감하기 위하여 컨버터를 병렬로 운전한다.



(a) (b)

그림1. 단상 병렬 PWM 컨버터 시스템과 등가회로

(a) 단상 병렬 PWM 컨버터 시스템 (b) 단상 병렬 PWM 컨버터의 등가회로

병렬 운전시 출력 간섭현상을 분석하기 위해 그림1의 (b)와 같이 병렬 운전 시스템의 등가회로를 구성할 수 있다. 입력과 출력 전압은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_P = L_{lp}\frac{di_p}{dt} + L_m\frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2})}{dt} \tag{1}$$

$$V_{c1} = -L_{ls1}\frac{di_{s1}}{dt} + L_m\frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2})}{dt} \tag{2}$$

$$V_{c2} = -L_{ls2}\frac{di_{s2}}{dt} + L_m\frac{d(i_p - i_{s1} - i_{s2})}{dt} \tag{3}$$

컨버터 1과 컨버터 2의 스위칭 함수를 1, 0, -1 값을 가지는 s1, s2 라고 하면 컨버터의 입력전압은 다음과 같이 나타난다.

$$V_{c1} = s1\, V_{DC} \tag{4}$$

$$V_{c2} = s2\, V_{DC} \tag{5}$$

변압기의 2차 측 누설 인덕턴스 값이 동일하다고 가정하였을 때, 입력 전류는 다음과 같다.

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{1}{L}\left[(L_m L_s - L_m^2)\, V_P - (L_p L_s - L_m^2) s1\, V_{DC} + (L_m L_p - L_m^2) s2\, V_{DC}\right] \tag{6}$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{L}\left[(L_m L_s - L_m^2)\, V_P - (L_m L_p - L_m^2) s1\, V_{DC} + (L_p L_s - L_m^2) s2\, V_{DC}\right] \tag{7}$$

여기서

$L_s = L_{ls1} + L_m = L_{ls2} + L_m$

$L_p = L_{lp} + L_m$

$L = L_s^2 L_p - (2L_s + L_p) L_m^2 + 2L_m^3$

이다. 식(6)과 (7)의 입력 전류 is1, is2 는 각각의 컨버터 스위칭 함수에 독립적이지 못하고, 다른 컨버터의 스위칭 상태의 영향을 받는 것을 확인 할 수 있다.

3. 제안한 전향 제어기 설계 방법

3.1. 누설 인덕턴스 값의 변화를 고려한 전향 제어기 설계

식(6)의 is1 은 s1과 s2에 의해서 영향을 받게 되는데, 이 상호 간섭 항을 전향적으로 보상하여 2차 측의 결합 효과를 제거하는 것이 가능하다. 따라서 이를 전향적으로 보상함으로써 두 컨버터의 상호 비간섭 제어를 꾀할 수 있다. 전향적으로 보상해야 할 두 컨버터 전류제어기의 입력을 K로 표시하였고, 그 값은 다음 식(8)과 같다.

$$K = \frac{L_{lp} L_{ls} + L_{lp} L_m + L_{ls} L_m}{L_m (L_{ls} + 2L_{lp})} \tag{8}$$

1차 측과 2차 측 누설 인덕턴스 값이 동일하고, 두 인덕턴스의 곱이 무시할 만큼 작다고 한다면 전향 보상을 위한 전류 제어기 입력 값은 약 2/3로 나타난다.

각각의 2차 누설 인덕턴스 값에 대한 입력 전류의 관계식을 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{di_{s1}}{dt} = \frac{\left[(L_{ls2} L_m)\, V_P - (L_{ls2} L_m + L_{ls2} L_{lp} + L_m L_{lp}) s1\, V_{DC} + (L_m L_{lp}) s2\, V_{DC}\right]}{(L_{ls2} L_m L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_m + L_m L_{lp} L_{ls1})} \tag{9}$$

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{\left[(L_{ls1} L_m)\, V_P + (L_{lp} L_m) s1\, V_{DC} - (L_m L_{ls1} + L_{lp} L_{ls1} + L_{lp} L_m) s2\, V_{DC}\right]}{(L_{ls2} L_m L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_m + L_m L_{lp} L_{ls1})} \tag{10}$$

전향적으로 보상해야 할 두 컨버터 전류제어기의 입력을 K로 표시하였고, 그 값은 식(11-14)과 같다.

$$K_1 = \frac{(L_{ls2} L_m + L_{ls2} L_{lp} + L_m L_{lp})}{(L_{ls2} L_m L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_m + L_m L_{lp} L_{ls1})} \tag{11}$$

$$K_2 = \frac{(L_m L_{lp})}{(L_{ls2} L_m L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_m + L_m L_{lp} L_{ls1})} \tag{12}$$

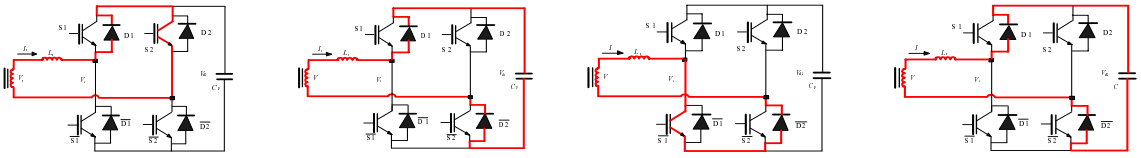
$$K_3 = \frac{(L_{lp} L_m)}{(L_{ls2} L_m L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_m + L_m L_{lp} L_{ls1})} \tag{13}$$

$$K_4 = \frac{(L_m L_{ls1} + L_{lp} L_{ls1} + L_{lp} L_m)}{(L_{ls2} L_m L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_{ls1} + L_{ls2} L_{lp} L_m + L_m L_{lp} L_{ls1})} \tag{14}$$

1차 측과 2차 측 누설 인덕턴스 값이 다르고, 1차 측과 2차 측 두 인덕턴스의 곱이 무시되지 않고 2차 측 누설 인덕턴스의 값들이 같다는 보장이 없다면 전향 보상을 위한 전류 제어기 입력 값 K는 4가지로 나타난다.

3.2. 누설 인덕턴스의 추정방법

변압기의 2차 누설 인덕턴스 값을 추정하기 위해 PWM 제어에 의해 나타나는 통전모드에서 모드별로 분석을 하면 총 8가지 모드가 나타나는데 그 중 입력 전압이 양의 값을 가질 때는 그림2와 같이 4가지 모드로 이루어진다. 그림2의 모드1과 모드3이 폐회로를 구성할 때, 키르히호프 전압법칙으로 식 (15)와 같이 구하여 식 (16)으로 바꿔서 인덕턴스 값을 계산하면 된다.



모드1 모드2 모드3 모드4

그림2. PWM 제어에 의해 나타나는 통전모드

$$V_s(t) = L_s \frac{di_s(t)}{dt} \tag{15}$$

$$L_s = V_s(t) \frac{dt}{di_s(t)} \tag{16}$$

정확한 인덕턴스 값의 추정을 위하여 그림 3과 같이 게이트 신호를 카운팅하여 게이트 신호에 가장 가운데 신호에서 컨버터 입력 전류의 변화분을 추정하도록 하였다.

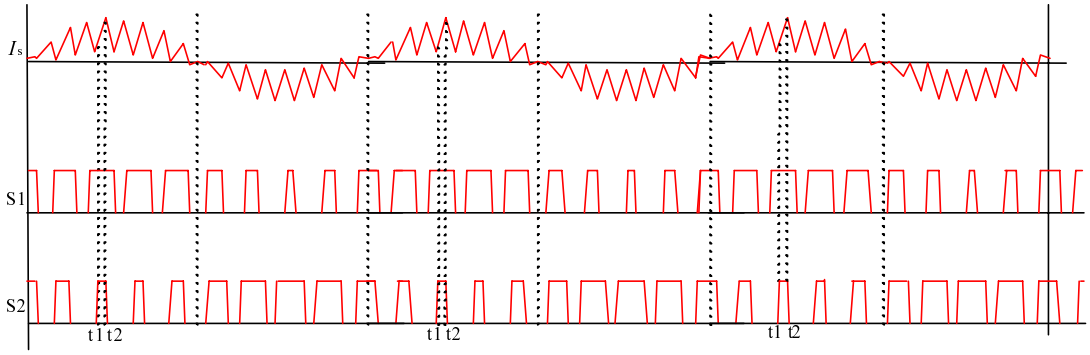


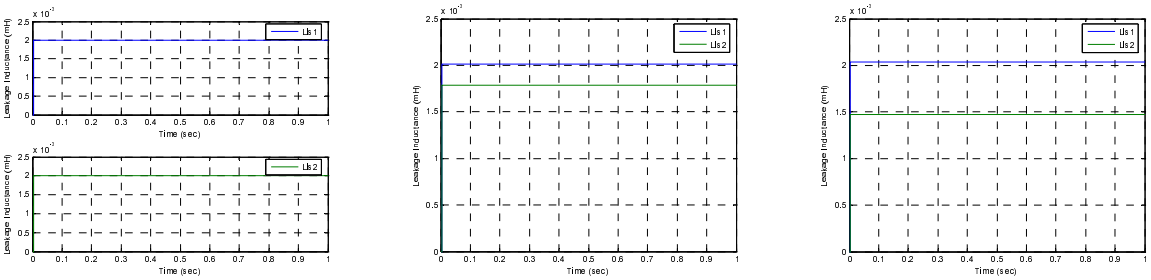
그림3. 컨버터 입력전류의 변화분을 추출하는 파형

스위치 S1과 S2에 게이트신호가 1이 들어올 때, 그 때가 모드1 폐회로를 구성할 때이다. 그림3에서 스위치 S1에 들어오는 게이트 신호를 카운팅하여 카운팅 신호 중 가운데 신호와 스위치 S2=1일 때 입력 전류의 변화분을 추출하여 입력 교류전압을 센싱 받아 식 (16)을 통해 인덕턴스 값을 구한다. 다른 구간에서는 인덕턴스 값을 래치시켜서 일정하게 유지시킨다. 이렇게 구한 변압기 2차 측 인덕턴스 값은 전향제어기 이득 값인 식 (11-14)에 입력된다.

4. 시뮬레이션

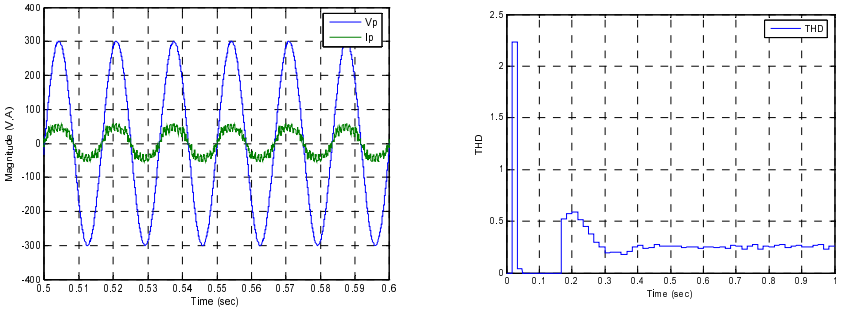
그림4는 2차 누설인덕턴스 값이 변화되었을 때 변화된 값으로 추정된 결과화면이다. 컨버터1과 컨버

터2 각각의 2차 누설 인덕턴스 값이 2mH, 2mH일 때, 2mH, 1.8mH일 때, 2mH, 1.5mH일 때 추정된 값을 보여준다.



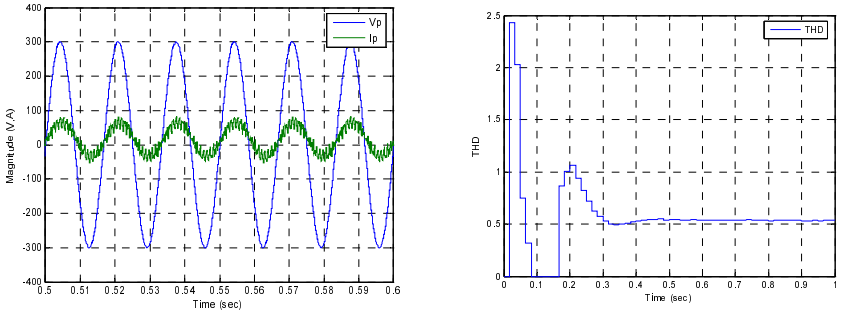
(a) (b) (c)

그림4. 2차 누설 인덕턴스 값이 변화될 때 2차 누설 인덕턴스 값을 추정한 결과 화면
(a) Lls1=2mH, Lls2=2mH (b) Lls1=2mH, Lls2=1.8mH (c) Lls1=2mH, Lls2=1.5mH



(a) (b)

그림 6. 변압기의 누설 인덕턴스가 다를 때의 제안된 전향 제어기의 특성 파형
(a) 입력 전압과 입력 전류 파형 (b) 시간에 따른 입력 전류의 THD 분석



(a) (b)

그림 5. 변압기의 누설 인덕턴스가 다를 때의 기존의 전향 제어기 특성 파형
(a) 입력 전압과 입력 전류 파형 (b) 시간에 따른 입력 전류의 THD 분석

그림 5와 6에서 기존의 전향제어기 특성과 제안된 전향 제어기 특성 파형을 비교할 수 있다. 그림5 (a)와 그림6 (a)에서는 각각의 2차 누설 인덕턴스 값이 2mH, 1.5mH로 다를 때, 입력 전압과 입력 전류의 파형이다. 그림5 (b)와 그림6 (b)에서 제안된 전향 제어기로 보상된 입력 전류의 THD가 기존의 전향제어기로 보상된 입력 전류의 THD보다 0.295% 낮아진 것을 볼 수 있다.

5. 결 론

단상 PWM 컨버터의 병렬운전에서 발생하는 간섭현상을 최소화하기 위한 기존의 전향제어기는 변압기 2차 측 두 인덕턴스 값이 같다는 가정 하에 제어기의 이득 값이 계산된다. 하지만 변압기 운전환경에 의한 인덕턴스 값의 변화로 정확한 보상이 이루어지기 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 보

상을 하는데 기존의 전향 제어기는 변압기 2차 측 두 인덕턴스의 값이 같다는 가정으로 보상한다. 하지만, 변압기 운전환경에 의해 변압기의 인덕턴스 값이 다르게 나타나서 정확한 보상이 이루어질 수 없다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 본 논문에서는 2차 누설 인덕턴스 값이 변하더라도 변화된 값을 추정하여 제어할 수 있는 전향 제어기 설계방법을 제안하였다. 제안한 전향 제어기의 우수한 특성은 시뮬레이션을 통해 검증되었다.

감사의 글

본 연구는 국토해양부 미래철도기술개발사업의 연구비지원(차세대 고속철도기술개발, 07 차세대 고속ㅣ-2 세부 8과제)에 의해 수행되었습니다.

참 고 문 헌

[1] Quig Chen, Fred C. Lee, and Jian Zhong Jiang, "A New Model for Multiple-Winding Transformer," PESC 94'

[2] 박정배 외, “고속 전철용 단상 PWM 컨버터의 고조파 저감에 관한 연구,” 전력전자 학술대회, pp.5-9, 1998.

[3] Pallab Midya and Fred H. Schlereth "Dual switched mode power converter," IEEE pp. 155-158, 1989.

[4] J. Shen, et al., "Analytical solution to harmonic characteristics of traction PWM converters," IEE proc. Electr. Power Appli. vol. 144, no. 2, pp.158-168, 1997.

[5] O. Stihi and B. T. Ooi, "A single phase controlled current PWM rectifier," IEEE Trans. on Power Elect, vol 3, no 4, pp. 453-459, 1988.

[6] Yeun-Chung Kim, et al "Study on the four parallel operation of the single phase PWM converter using the Fuzzy-Neural Controller," IEEE Trans. on Power Elect, pp. 492-496, 2001.