

# 고속철도용 단상 PWM 컨버터의 병렬운전을 위한 개선된 전향제어기

朴炳建\*, 玄東石†

## An Improved Feed-Forward Controller for the Parallel Operation of a Single-Phase PWM Converter in High-Speed Trains

Byoung-Gun Park, and Dong-Seok Hyun

### 요 약

본 논문은 실제적인 변압기 운전환경에서 변화하는 승압형 인덕턴스를 실시간으로 추정하여 그 값을 통해 이득 값을 계산하는 전향제어기를 제안하였다. 승압형 인덕턴스는 입력 전류의 변화분과 입력 교류 전압의 측정치만을 이용하여 추정되고, 그 값은 최소자승법을 적용하여 최적화 된다. 제안된 전향제어기는 변압기 운전 환경의 변화에도 강인한 제어가 가능하며, 입력 전류의 고조파 성분을 감소시켜 간섭현상에 따른 성능 저하를 최소화 할 수 있다. 제안된 기법의 타당성은 시뮬레이션과 실험 결과를 통해 검증하였다.

### ABSTRACT

This paper proposes an improved feed-forward controller that calculates the gain value by estimating the changed boost inductance in practical operating condition of transformer. The boost inductance is estimated by the measurement of input current and voltage. The estimated boost inductance is optimized by the least square method. The proposed feed-forward controller can be achieved the robust control through the gain value calculating the estimated boost inductance despite of the changed condition of transformer and can minimize the interference phenomenon by reducing the harmonics of input current. The validity of proposed technique is verified through the simulation and experiment.

**Key Words** : Boost inductance, Feed-forward controller, Interference phenomenon

### 1. 서 론

최근 환경에 대한 관심이 고조되면서 전기 에너지를 사용하는 고속 철도에 대한 관심이 전 세계적으로 증가하고 있다. 이러한 관심의 증가로 고속철도에 대한

기술이 발전하여 열차의 고속화가 선진국을 중심으로 활발히 추진되고 있다. 고속철도 시스템의 전력변환 시스템은 입력보다 더 큰 출력을 얻을 수 있는 승압형 PWM 컨버터를 사용하며 대 전류를 공급하기 위해 병렬로 구성하여 사용된다. 일반적으로 고속철도 차량용 PWM 컨버터는 부하에 따른 진상 및 지상운전을 통한 고역률 운전이 가능하며 전력의 흐름이 양방향으로 제어되어 구동 및 회생운전을 할 수 있다. 대용량의 단상 PWM 컨버터는 스위칭 주파수에 제한을 가지고 있기 때문에 병렬 운전 시 두 컨버터의 스위칭

†교신저자 : 정회원, 한양대 전기제어생체공학부 교수  
E-mail : dshyun@hanyang.ac.kr

\*정회원, 한양대 대학원 전기공학과 박사과정  
접수일자 : 2010. 1. 8                    1차 심사 : 2010. 2. 4  
2차 심사 : 2010. 5. 4                    심사완료 : 2010. 5. 10

시점에 차이를 줌으로써 유효 스위칭 주파수를 증가시키면서 동시에 입력 전류의 고조파 성분들을 저감시키는 Interlacing 기법을 사용한다<sup>[1]</sup>. 이 기법은 n개의 컨버터가 병렬 운전할 때에 각 컨버터의 삼각파의 반송파 위상이 서로  $\pi/n$ 만큼 위상차가 나게 배치하는 것으로 두 컨버터 운전 시 90도의 위상차를 가지고 제어하여 컨버터 입력 측의 전류파형을 보다 정현파에 가깝게 함으로써 고조파를 감소시킬 수 있으며 유효 스위칭 주파수는 컨버터의 단독 운전에 비하여 2배로 증가시킬 수 있다. 또한 PWM 컨버터의 병렬운전은 출력 측 전압의 변동 폭을 줄일 수 있으며 컨버터 용량도 증대시킬 수 있는 장점을 가지고 있다<sup>[2-5]</sup>. 고속철도

차량용 PWM 컨버터의 입력 측에는 교류 전압을 강압시키는 변압기가 설치된다. 일반적으로 고속철도 차량에서는 변압기와 승압형 인덕터로 인해 증가하는 차량의 부피와 무게를 감소시키기 위하여 변압기의 누설 인덕턴스를 의도적으로 크게 설계하여 별도의 승압형 인덕터를 구성하지 않는다. 따라서 변압기의 2차 측 누설 인덕턴스를 PWM 컨버터의 승압용 인덕턴스로 사용하기 때문에 승압형 인덕턴스라고 정의한다. 하지만, 변압기의 누설 인덕턴스를 승압용으로 사용하면 철도 차량의 무게와 부피를 감소시킬 수 있으나 변압기 권선 상호간의 간섭으로 변압기 1차 측 전류가 왜곡되는 현상이 발생되게 된다. 또한 단상 PWM 컨버터를 병렬운전하게 되면 컨버터 입력 전류는 각각의 컨버터 스위칭 함수에 독립적이지 못하고 다른 컨버터 스위칭 상태에 영향을 받게 된다<sup>[6]</sup>. 따라서 변압기의 누설 인덕턴스를 승압용으로 사용하고 PWM 컨버터를 병렬 운전하기 위해 변압기 권선 상호간의 간섭과 각 컨버터의 스위칭에 의해 발생하는 간섭현상을 최소화하는 전향제어기가 구성된다. 기존에 연구된 변압기의 두 2차 측의 상호결합의 영향을 보상하는 비간섭제어 알고리즘은 각 컨버터에 대한 전류 제어기에 외란의 형태로 보상해 줌으로써 각 컨버터의 전류가 다른 컨버터의 전류 제어에 영향을 미치는 것을 제거하는 방법이다<sup>[7]</sup>.

기존의 비간섭제어 알고리즘은 전향 제어기 이득 값은 변압기가 이상적인 가정 하에 수행된다. 하지만 변압기의 운전환경에 의해 변압기 2차 측 권선 저항의 변화로 2차 측 누설 인덕턴스의 값은 변화될 수 있다. 변압기 내부 저항 및 리액터 상수가 변화되었을 때 2차 측 승압형 인덕턴스가 동일하지 못하게 되면 동일하다는 가정 하에 계산되어지는 기존의 전향제어기는 제어 동작이 영향을 받아 간섭현상을 제대로 보상해 줄 수가 없기 때문에 원하지 않는 제어 특성을 발생시

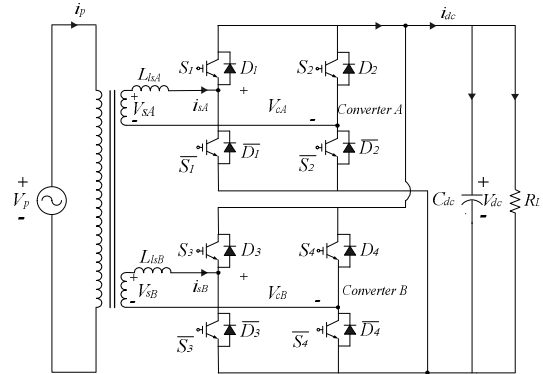


그림 1 단상 병렬형 AC/DC PWM 컨버터 시스템  
Fig. 1 Single-phase parallel PWM converter system

킬 수 있다<sup>[8]</sup>.

본 논문에서는 2차 측 승압형 인덕턴스 값이 변압기 운전환경에 의해 변하더라도 실시간으로 추정하여 전향제어기의 이득값 계산에 이용하여 간섭현상을 최소화하기 위한 개선된 전향제어기를 제안하였다. 승압형 인덕턴스 값의 추정은 PWM 제어에 의해 나타나는 동작모드에서 환류 모드에서의 컨버터 입력 전류 변화분을 계산하고 입력 교류 전압을 검출하여 수행된다. 추정된 승압용 인덕턴스는 최소자승법에 의해 최적화되어지며, 이 값은 전향제어기의 이득값 계산에 이용된다. 제안된 전향제어기는 변압기 내부저항 및 리액터 상수의 변화에 의해 제어 동작이 영향을 받지 않으며 변압기 1차 측 입력 전류의 고조파성분을 저감시키는 장점을 가지고 있다. 제안된 기법의 타당성은 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

## 2. 단상 병렬형 AC/DC PWM 컨버터

고속철도용 단상 병렬형 PWM 컨버터는 그림 1과 같이 구성되어진다. 컨버터 시스템은 스위칭 소자인 IGBT와 역병렬 환류 다이오드, 그리고 승압용 인덕터가 제거된 변압기 2차 측 누설 인덕턴스로 구성되어 있으며 컨버터의 출력 측은 일정한 직류 전압을 공급하기 위하여 큰 용량을 가지는 커패시터로 연결되어 있다.

그림 1의 단상 병렬형 PWM 컨버터에 관한 전압 방정식은 식 (1)과 같이 나타내어진다.

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{lsA} & 0 \\ 0 & R_s + pL_{lsB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{cA} \\ V_{cB} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $p = d/dt$  이고  $R_s$ 는 변압기 2차 측 권선 저항이다.

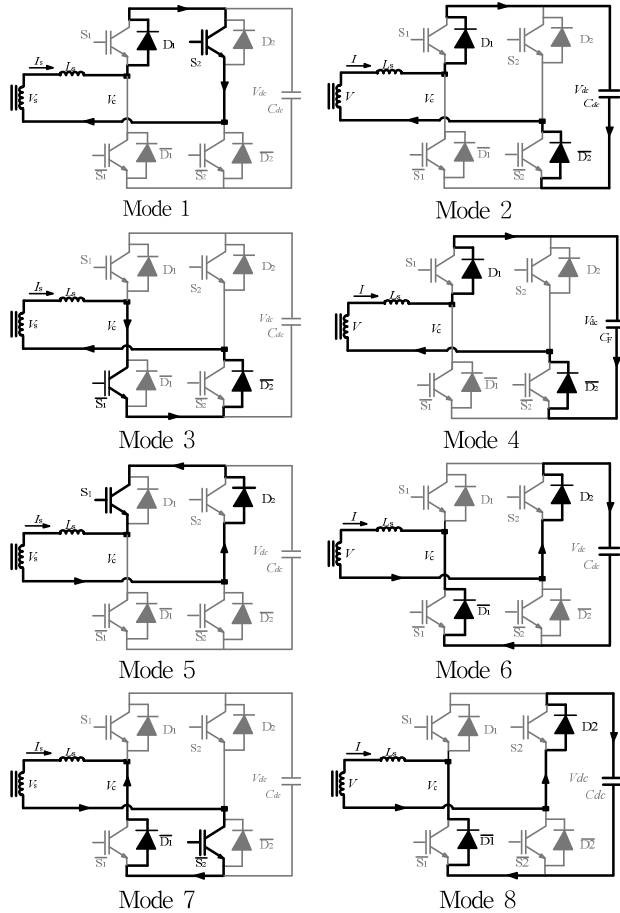


그림 2 PWM 제어에 의한 도통모드  
Fig. 2 Conduction modes by the PWM control

컨버터 입력 전압  $V_{cA}$ ,  $V_{cB}$ 는 식 (2)와 같이 스위칭 함수  $S_A$ ,  $S_B$ 와 출력 전압  $V_{dc}$ 에 의해 결정되어진다. 컨버터 A와 컨버터 B의 스위칭 함수  $S_A$ ,  $S_B$ 는 -1, 0, 1의 값을 갖는다.

$$\begin{cases} V_{cA} = (S_1 - S_2) V_{dc} = S_A V_{dc} \\ V_{cB} = (S_3 - S_4) V_{dc} = S_B V_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

PWM 컨버터의 출력전류는 식 (3)과 같이 컨버터의 스위칭 함수들과 입력 전류  $i_{sA}$ ,  $i_{sB}$ 에 의해 결정되어진다.

$$i_{dc} = S_A i_{sA} + S_B i_{sB} \quad (3)$$

PWM 컨버터의 출력 전압은 식 (4)에 의해 계산되어진다.

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (4)$$

표 1 스위칭 상태에 따른 동작모드

Table 1 Operation Mode to Switch State

스위칭 모드	$v_s > 0$		$v_s < 0$	
	모드 1	모드 3	모드 5	모드 7
$S_1(S_3)$	ON	OFF	ON	OFF
$S_2(S_4)$	ON	OFF	ON	OFF
$\overline{S_1}(\overline{S_3})$	OFF	ON	OFF	ON
$\overline{S_2}(\overline{S_4})$	OFF	ON	OFF	ON

### 3. 제안한 전향제어기의 승압형 인덕턴스 추정

#### 3.1 인덕턴스를 추정하기 위한 모드 결정

변압기의 승압용 인덕턴스의 값을 추정하기 위하여 컨버터의 동작 모드를 분석하는 것이 필요하다. PWM 제어에 의한 컨버터의 전체 도통모드는 그림 2와 같이 8개의 모드로 구성된다. 컨버터의 도통모드는 환류 모드와 전력 공급 모드로 구분 할 수 있다. 환류 모드는 모드 1, 3, 5, 그리고 7로 구성되어지며 인덕터에 에너지가 충전되고 커패시터에서 부하로 에너지가 공급되며 컨버터 입력 전류는 증가하는 모드이다. 전력 공급 모드는 모드 2, 4, 6, 그리고 8로 구성되어지며 인덕터에서 커패시터로 에너지가 이동되기 때문에 인덕터에서 에너지가 커패시터로 공급되며 컨버터 입력 전류가 감소하는 모드이다. 승압형 인덕턴스의 추정을 단순화하기 위하여 승압형 인덕턴스는 그림 2에서 스위치와 다이오드를 통하여 전류가 흐르는 환류모드에서 추정되어진다.

#### 3.2 승압형 인덕턴스의 추정

승압형 인덕턴스를 추정하기 위한 환류 모드에서의 스위치 상태는 동작하는 모드에 따라 표 1과 같이 나타내어진다. 표 1을 통해 승압형 인덕턴스를 구하기 위한 환류 모드에서의 스위칭 상태를 구분할 수 있으며, 스위칭 상태를 이용하여 환류 모드를 구분할 수 있다. 그림 2의 모드 1, 3, 5, 그리고 7을 보면 알 수 있듯이 환류 모드에서의 전압 방정식은 식 (5)와 같이 표현될 수 있다.

$$L_s = [V_s(t) - R_s \times i_s(t)] \times \frac{dt}{di_s(t)} \quad (5)$$

식 (5)는 그림 3을 통해 승압형 인덕턴스에 대한 식 (6)으로 재구성할 수 있다. 승압형 인덕턴스인  $L_s$ 는 입력 전류의 변화분을 계산하여 측정된 입력 교류 전압을 이용하여 식 (6)과 같이 계산할 수 있다.

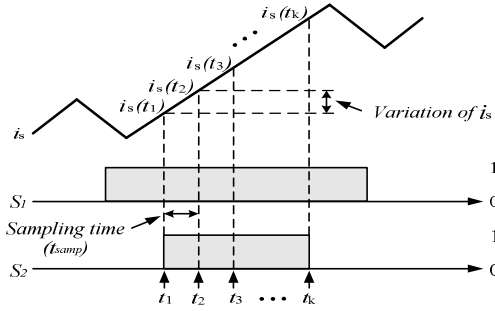


그림 3 컨버터 입력전류의 변화분 측정  
Fig. 3 Measurement of the variation of the input current

$$L_s(k) = [V_s(t_k) - R_s \times i_s(t_k)] \times \frac{t_{samp}}{i_s(t_k) - i_s(t_{k-1})} \quad (6)$$

샘플링 시간은  $t_k - t_{k-1}$ ;  $t_{samp}$  이고  $i_s(t_k) - i_s(t_{k-1})$ 는 입력전류  $i_s$ 의 변화분이다.

### 3.3 최소자승법을 이용한 추정값의 최적화

매 샘플링 시간  $t_k$ 에서 데이터의 측정치  $L_s(k)$ 를  $k$ 번 추출한다면, 우리는 최소자승법을 사용함으로써 계산된 승압형 인덕턴스의 추정값을 최적화시킬 수 있다. 식(7)과 같이  $L_s$ 는 상수  $x$ 와 측정치 잡음의 선형적 결합으로 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} L_s(1) &= Hx + v_1 \\ &\vdots \\ L_s(k) &= Hx + v_k \end{aligned} \quad (7)$$

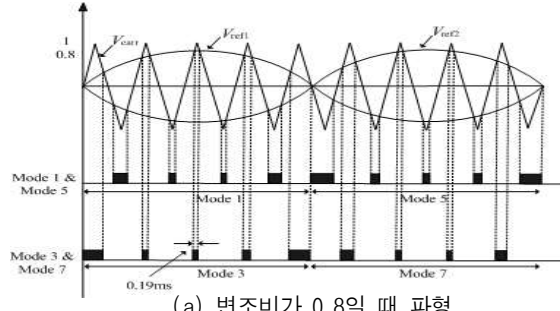
식(7)을 행렬 형태로 바꾸면 식(8)과 같이 나타난다.

$$\begin{bmatrix} L_s(1) \\ \vdots \\ L_s(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_k \end{bmatrix} \quad (8)$$

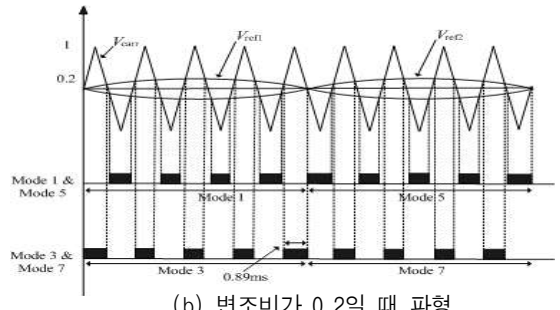
추정된 값이 정확하다면 오차는 0이 되어야 한다. 식(9)는 추정된 값에 대한 분석으로 오차 성분인  $J$ 는 최적 값의 벡터와 측정값과의 차의 제곱을 합한 값으로 정의될 수 있다.  $\hat{x}$ 는 최적의 추정 값이고  $H$ 는  $[1 \dots 1]^T$ 인 벡터 값이다.

$$\begin{aligned} J &= (L_s - H\hat{x})^T (L_s - H\hat{x}) \\ \frac{\partial J}{\partial \hat{x}} &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

최종적으로 추정된 값을 구하는 식을 정리하면 식(10)과 같이 나타낼 수 있다.



(a) 변조비가 0.8일 때 파형



(b) 변조비가 0.2일 때 파형

그림 4 캐리어파, 변조파, 게이트 신호파형  
Fig. 4 Carrier, gate signal, and modulating waveforms

$$\begin{aligned} \hat{x} &= (H^T H)^{-1} H^T L_s \\ &= \left( [1 \dots 1] \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \right)^{-1} [1 \dots 1] \begin{bmatrix} L_s(1) \\ \vdots \\ L_s(k) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{k} (L_s(1) + \dots + L_s(k)) \end{aligned} \quad (10)$$

### 3.4 전압 변조비에 따른 추정 횟수 $k$ 의 결정

그림 4는 PWM 제어의 전압 변조비에 따른 캐리어 파, 기준전압 파형, 그리고 게이트신호파형을 보여준다. 그림 4(a)는 전압 변조비가 0.8일 때 모드 1, 3, 5, 그리고 7에 속하는 게이트 신호파형을 보여준다. 전압 변조비가 0.8일 경우 최소 게이트 신호 구간은 0.19ms이다. 그림 4(b)는 전압 변조비가 0.2일 때 모드 1, 3, 5, 그리고 7에 속하는 게이트 신호파형을 보여준다. 여기서 최대 게이트 신호 구간은 0.89ms이다. 샘플링 시간 구간이 50 $\mu$ s일 경우 최소 게이트신호구간에서 승압형 인덕턴스를 추정할 수 있는 횟수는 3번이고 최대 게이트 신호구간에서 승압형 인덕턴스를 추정할 수 있는 횟수는 17번이다. 그러므로 출력전압을 조절함으로써 변조비가 0.2에서 0.8까지 변화될 때 식 (9)에 나타난 승압형 인덕턴스를 추정할 수 있는 횟수  $k$ 는 3번에서 17번까지 변화게 된다.

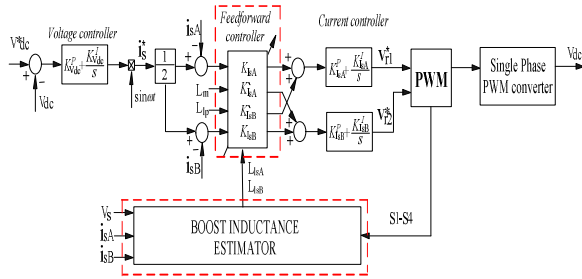


그림 5 제안한 추정기와 전향제어기의 전체적인 구조  
Fig. 5 Overall structure of the proposed estimator and the feed-forward controller

또한, 제안된 승압형 인덕턴스 추정기법은 승압형 인덕턴스를 추정할 수 있는 샘플링 횟수가 컨버터의 전압 변조비에 따라서 결정되기 때문에 정확한 값을 구할 수 있다.

#### 4. 제안한 전향제어기의 이득값 계산

단상 병렬형 PWM 컨버터의 제어 구조는 전압 제어기, 전류 제어기, 제안된 승압형 인덕턴스 추정기와 전향 제어기로 그림 5와 같이 구성되어 있다.

전압 제어기는 PI제어기이고 전류 제어기는 PR제어기로 구성된다. 변압기를 포함한 단상 병렬 PWM 컨버터는 그림 6과 같이 등가회로를 구성할 수 있다. 등가회로를 이용한 기본식은 식 (11)-(13)와 같이 구성할 수 있다.

$$V_p = L_{lp} \frac{di_{sA}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{sA} - i_{sB})}{dt} \quad (11)$$

$$V_{cA} = -L_{ls1} \frac{di_{sA}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{sA} - i_{sB})}{dt} \quad (12)$$

$$V_{cB} = -L_{ls2} \frac{di_{sA}}{dt} + L_m \frac{d(i_p - i_{sA} - i_{sB})}{dt} \quad (13)$$

식 (11-13)과 식(2)로부터 컨버터 입력 전류에 관한 식 (14)와 (15)를 쉽게 도출할 수 있다.

$$\frac{di_{sA}}{dt} = \frac{[(L_{lsB}L_m)V_p - (L_{lsB}L_m + L_{lsB}L_{lp} + L_mL_{lp})s_A V_{DC}}{(L_{lsB}L_mL_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_m + L_mL_{lp}L_{lsA})} + \frac{(L_mL_{lp})s_B V_{DC}}{(L_{lsB}L_mL_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_m + L_mL_{lp}L_{lsA})} \quad (14)$$

$$\frac{di_{sB}}{dt} = \frac{[(L_{lsA}L_m)V_p + (L_{lp}L_m)s_A V_{DC}}{(L_{lsB}L_mL_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_m + L_mL_{lp}L_{lsA})} - \frac{(L_mL_{lsA} + L_{lp}L_{lsA} + L_{lp}L_m)s_B V_{DC}}{(L_{lsB}L_mL_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_m + L_mL_{lp}L_{lsA})} \quad (15)$$

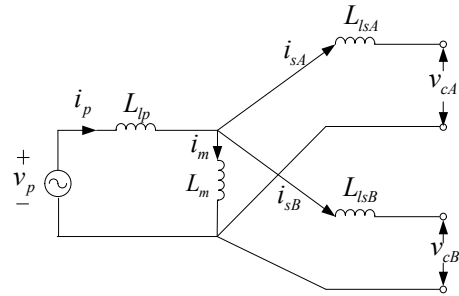


그림 6 변압기와 컨버터의 입력단에 대한 등가회로  
Fig. 6 Equivalent circuit between transformer and converter

식(14)와 식(15)로부터 입력 전류  $i_{sA}$ 와  $i_{sB}$ 는 각각의 컨버터의 스위칭 함수에 독립적이지 못하다는 것을 알 수 있다. 각각의 컨버터는 다른 컨버터의 스위칭 상태에 의해 영향을 받게 된다.

이러한 간섭 항을 제거하기위한 전향제어기의 이득 값  $K$ 는 식 (16-19)과 같이 나타낼 수 있다.

$$K_{IsA} = \frac{(L_{lsB}L_m + L_{lsB}L_{lp} + L_mL_{lp}) \times L_{lsA}}{L_{lsB}L_mL_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_m + L_mL_{lp}L_{lsA}} \quad (16)$$

$$K'_{IsA} = \frac{(L_mL_{lp}) \times L_{lsA}}{L_{lsB}L_mL_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_m + L_mL_{lp}L_{lsA}} \quad (17)$$

$$K'_{IsB} = \frac{(L_mL_{lp}) \times L_{lsB}}{L_{lsB}L_mL_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_m + L_mL_{lp}L_{lsA}} \quad (18)$$

$$K_{IsB} = \frac{(L_{lsA}L_m + L_{lsA}L_{lp} + L_mL_{lp}) \times L_{lsB}}{L_{lsB}L_mL_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_{lsA} + L_{lsB}L_{lp}L_m + L_mL_{lp}L_{lsA}} \quad (19)$$

이 값은 1차 측과 2차 측의 인덕턴스 값이 다르고 1차 측과 2차 측의 인덕턴스 값이 무시할 만큼 작지 않다는 가정 하에 전향제어기의 이득 값은 위의 식에서 처럼 4가지 값으로 나타난다. 실시간으로 승압형 인덕턴스인  $L_{lsA}$ 와  $L_{lsB}$ 의 값이 추정되면 전향제어기의 이득 값  $K$ 를 실시간으로 계산하여 전류 제어기의 입력 값으로 들어간다.

#### 5. 시뮬레이션

제안한 승압형 인덕턴스 추정 기법과 개선된 전향제어기의 우수한 성능을 입증하기 위하여 MATLAB/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에서 고려된 시스템 파라미터들은 표 2에 주어 져 있다. 시뮬레이션 조건은 0.7초에  $L_{lsB}$ 를 1mH로 변화시켰으며, 1.5초에 부하를 20% 증가시켰다.

표 2 시스템 파라미터  
Table 2 System Parameter

구 분	값
변압기의 1차/2차 측 전압 ( $V_p/V_c$ )	25[KV] / 1400 [V]
출력 전압( $V_{dc}$ )	2800 [V]
1차 측 누설인덕턴스( $L_p$ )	0.8 [mH]
2차 측 누설 인덕턴스 ( $L_{lsA}$ , $L_{lsB}$ )	2 [mH] / 1 [mH]
스위칭 주파수 ( $f_{carr}$ )	540 [Hz]
1차 측과 2차 측 권선 저항( $R_p$ , $R_s$ )	0.016 [ $\Omega$ ]
KVA 정격	2 [MVA]

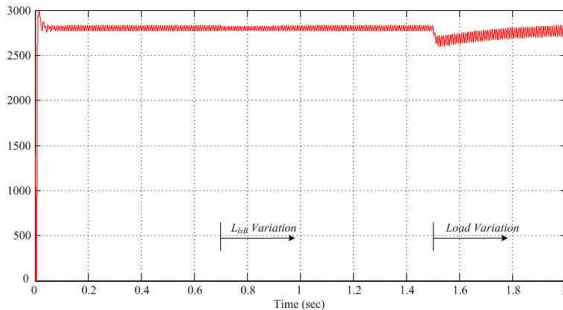
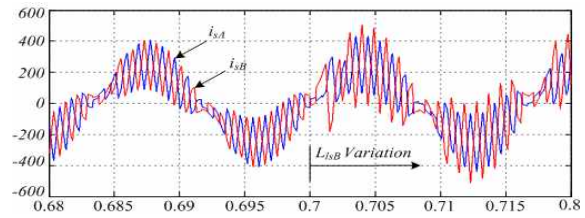


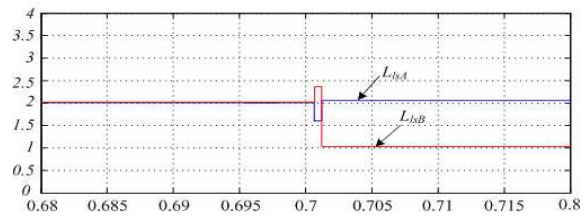
그림 7 컨버터 출력 전압 (500 V/div., 0.2 s/div.)  
Fig. 7 Output voltage of converter

이러한 시스템 운전 환경 변화를 통하여 제안한 승압형 인덕턴스 추정 기법과 전향제어기의 성능을 확인할 수 있다. 그림 7은 컨버터의 출력 전압 파형을 나타낸다. 기준 전압인 2800V를 잘 추종하는 것을 볼 수 있으며, 1.5초에 부하를 가변 시킨 후 전압 변동이 있으나 다시 기준 전압을 잘 추종하는 것을 볼 수 있다.

그림 8(a)는 변압기의  $L_{lsA}$ 와  $L_{lsB}$ 가 2mH로 동일한 상태에서 0.7초에  $L_{lsB}$ 를 1mH로 변화시켰을 때 컨버터 입력전류  $i_{sA}$ 와  $i_{sB}$ 를 보여준다. 그림 8(b)는 승압형 인덕턴스 추정기에서  $L_{lsA}$ 와  $L_{lsB}$ 의 실시간으로 추정된 값을 보여준다.  $L_{lsA}$ 와  $L_{lsB}$ 값이 동일한 값으로 추종하다가 0.7초 뒤에  $L_{lsB}$ 가 변화된 값인 1mH로 추정되어지는 것을 보여준다. 그림 9(a)는 1.5초에 부하를 20% 증가시켰을 때 컨버터 입력 전류  $i_{sA}$ ,  $i_{sB}$ 가 변하는 파형을 볼 수 있다. 그림 9(b)는 부하가 변화되더라도 여전히  $L_{lsA}$ 와  $L_{lsB}$ 가 실시간으로 정확하게 변화된 값 그대로 추정되는 파형을 볼 수 있다. 부하 변동과 같은 실제 파라미터 변동에 영향을 미치지 않는 경우에도 잘 추정함으로써 제안한 방법의 강인한 추정성능을 확인할 수 있다.

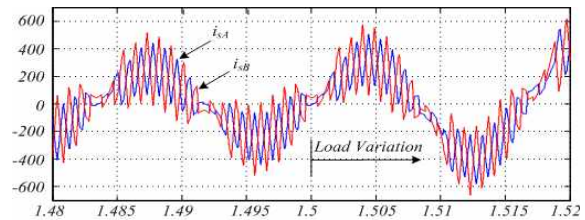


(a) 컨버터 입력전류  $i_{sA}$ 와  $i_{sB}$  (200A/div, 5ms/div)

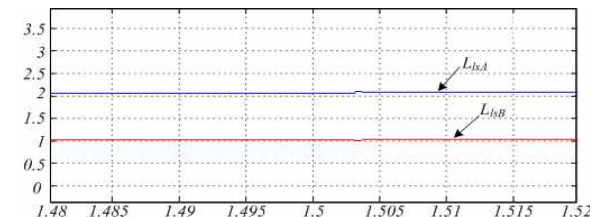


(b) 추정된 승압형 인덕턴스 (0.5mH/div, 5ms/div)

그림 8 승압형 인덕턴스를 변화할 때 시뮬레이션 결과  
Fig. 8 Simulation results when inductance changes



(a) 컨버터 입력전류  $i_{sA}$ 와  $i_{sB}$  (200A/div, 5ms/div)



(b) 추정된 승압형 인덕턴스 (0.5mH/div, 5ms/div)

그림 9 부하를 증가시켰을 때 시뮬레이션 결과  
Fig. 9 Simulation results when the step load variation

## 6. 실험

본 논문에서 제안한 방법의 타당성을 검증하기 위하여 병렬 PWM 컨버터 시스템을 그림 10과 같이 축소 모델로 제작하였다. 제어부는 TMS320VC33 DSP 보드를 사용하였고 FPGA에 구성된 게이트 드라이버 구동을 위한 논리회로를 통하여 게이팅 신호를 발생하며, 게이팅 신호를 이용하여 모드를 분석하는 기능도 구현하였다. IGBT 모듈은 Mitsubishi사의 1200V 100A 정

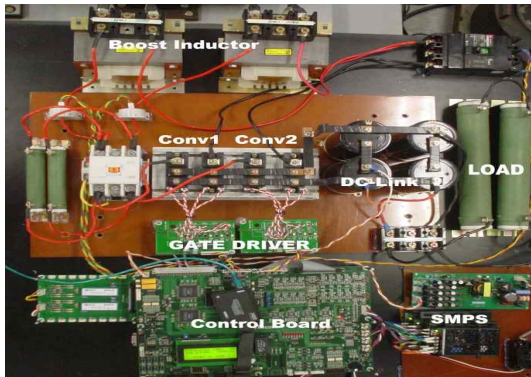


그림 10 병렬 PWM 컨버터 시스템 실험세트  
 Fig. 10 Test set of the PWM converter in parallel system

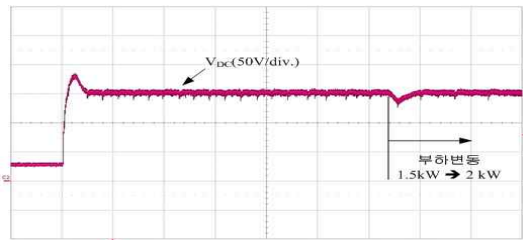
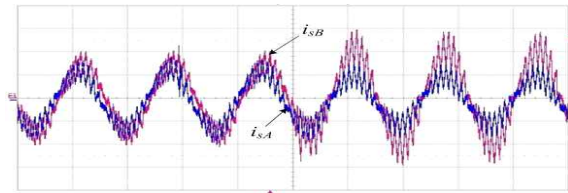


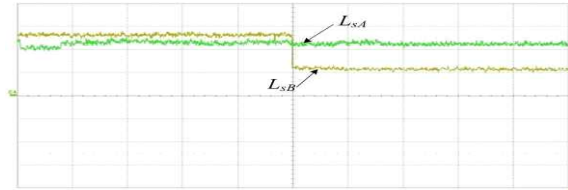
그림 11 컨버터 출력 전압 (50V/div., 0.5 s/div.)  
 Fig. 11 Output voltage of converter

격의 CM100DY-12H가 사용되어졌다. 게이트 드라이버는 Semikron사의 SKHI 22A모델을 적용하였다.

DC-link단은 전압변동률과 커패시터에 흐르는 리플 전류의 크기를 고려하여 6400  $\mu\text{F}$ 로 구성하였다. 컨버터의 입력 단에는 2mH 부스트 인덕터 2개와 1mH의 부스트 인덕터 1개를 구성하여 변압기의 누설 인덕터를 대신하여 구성하였다. 변압기는 2:1 변압비를 가지고 2개의 컨버터에 전원을 공급하기 위한 다중 권선 형태의 정격 용량 5kVA 변압기를 사용하였다. 그림 11은 컨버터 출력전압을 보여준다. 출력기준전압은 변압기 용량을 감안하여 150V로 선정하였으며, 부하는 저항 부하를 이용하여 1.5kW에서 2kW로 변화를 주었다. 그림 12(a)는  $L_{lsA}$ 와  $L_{lsB}$ 가 2mH에서  $L_{lsB}$ 만 1mH로 변화될 때 Interlacing되는 컨버터 입력전류  $i_{sA}$ 와  $i_{sB}$ 를 보여준다. 승압형 인덕턴스의 변화로 전류의 불평형이 발생되었음을 알 수 있다. 그림 12(b)는 승압형 인덕턴스가 변화될 때 실시간으로 추정하는 것을 보여준다. 그림 13(a)는 부하 가변 시 증가하는 컨버터 입력전류  $i_{sA}$ 와  $i_{sB}$ 를 보여준다. 그림 13(b)는 부하가 증가하여도 실시간으로 승압형 인덕턴스가 잘 추정되는

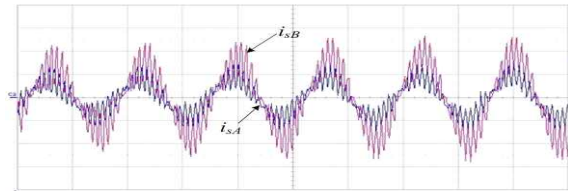


(a) 컨버터 입력전류  $i_{sA}$ 와  $i_{sB}$  (10A/div, 10ms/div)

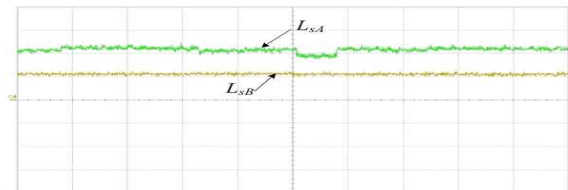


(b) 추정된 승압형 인덕턴스 (1mH/div, 10ms/div)

그림 12 승압형 인덕턴스를 변화시켰을 때 실험 결과  
 Fig. 12 Experimental results when inductance changes



(a) 컨버터 입력전류  $i_{sA}$ 와  $i_{sB}$  (10A/div, 10ms/div)

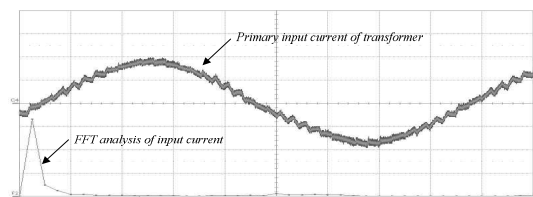


(b) 추정된 승압형 인덕턴스 (1mH/div, 10ms/div)

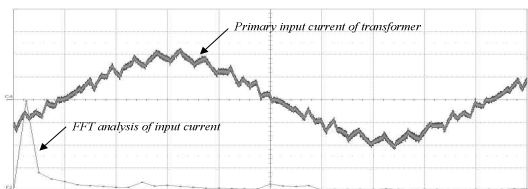
그림 13 부하를 증가시켰을 때 실험 결과  
 Fig. 13 Experimental results with load variation

것을 알 수 있다. 전체적인 실험 결과가 시뮬레이션을 수행한 결과와 일치하는 것을 볼 수 있다. 그림 14는 기존의 전향 제어기와 제안된 전향 제어기를 사용한 입력 전류와 FFT 분석 파형을 보여준다.

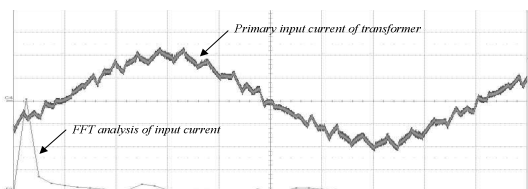
그림 14(a)는 변압기의  $L_{lsA}$ 와  $L_{lsB}$ 가 2mH로 동일할 때 변압기의 FFT 분석결과 이다. 그림 14(b)는 변압기의  $L_{lsB}$ 가 1mH로 변화될 때 기존의 전향 제어기를 사용하여 간섭현상이 보상된 경우에 대한 FFT를 분석한 파형이다. 그림 14(c)는 변압기의  $L_{lsB}$ 가 1mH로 변화될 때 제안된 전향 제어기를 사용하여 간섭현상이 보상된 경우의 FFT를 분석한 파형이다. 그림 14(d)는



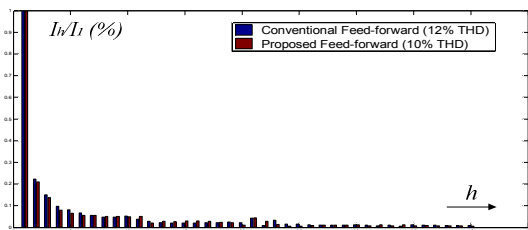
(a) 동일한 승압형 인덕턴스 (3A/div, 400Hz/div)



(b) 기존의 전향 제어 (3A/div, 400Hz/div)



(c) 제안된 전향 제어 (3A/div, 400Hz/div)



(d) 스펙트럼 비교

그림 14 입력전류에 대한 FFT 분석결과  
Fig. 14 FFT analysis results for input current

그림 14(b)와 14(c)의 FFT분석 파형을 크기 스펙트럼으로 비교 분석한 것이다. 그림 14(d)를 통해 제안된 전향 제어기의 변압기 1차 측 입력 전류가 기존의 전향 제어기보다 고조파 성분이 더 줄어들었으며, 기존의 전향제어와 제안된 전향 제어의 변압기 1차 측 입력 전류의 THD도 또한 12%에서 10%로 2% 줄어든 것을 확인할 수 있다.

## 7. 결 론

본 논문에서는 실제적인 변압기 운전환경에서 변화하는 승압형 인덕턴스를 실시간으로 추정하여 그 값을 통해 이득 값을 계산하는 개선된 전향제어기를 제안하였다. 제안된 전향제어기는 추정된 승압형 인덕턴스

값을 입력받아 이득 값으로 계산하기 때문에 변압기 내부저항 및 리액터 상수의 변화에 따라 제어 동작의 영향이 자유로울 수 있으며 기존의 전향제어기보다 향상된 성능을 실험과 시뮬레이션을 통해 볼 수 있었다.

제안된 전향 제어기의 승압형 인덕턴스 추정기법은 승압형 인덕턴스의 변화뿐만 아니라 갑작스런 부하 변화에도 우수한 추정 성능을 가지며 제안된 전향제어기의 간섭현상 보상도 기존의 전향제어기보다 크게 향상된 않았지만 큰 인덕턴스 변화에 좀 더 강인한 결과를 보여준다.

### 감사의 글

본 연구는 국토해양부 미래철도기술개발사업의 연구비지원(과제번호 07차세대고속철도 A01)에 의해 수행되었습니다.

### 참 고 문 헌

- [1] Shen. J., Taufiq. J. A., and Mansell. A. D. "Analytical solution to harmonic characteristics of traction PWM converters", *IEE Proceedings on Electronic Power Applications*, Vol. 144, No. 2, pp. 158-168, 1997.
- [2] 정환진, 박병건, 현동석, "고속철도용 단상 PWM 컨버터의 병렬운전을 위한 비간섭 전향 보상기", *전력전자학술대회*, Vol. 1, pp. 259-261, 2009. 7. 7-10.
- [3] Stihl. O. and Boon-Teck Ooi, "A single-phase controlled-current PWM rectifier", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, No. 4, pp. 453-459, 1998, Oct.
- [4] Christopher K. Duffey et al, "Update of Harmonics Standard IEEE-519 : Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electronic Power System", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 25, Issue 6, pp. 1025-1034, 1989, Nov.-Dec.
- [5] 이현원, 장성영, 김연준, 이광주, "IGCT를 이용한 단상 PWM정류기 병렬운전", *전력전자학회 논문지*, Vol. 5, No. 2, pp. 11-18, 2000. 2.
- [6] Hwan-Jin Jung, Byoung-Gun Park and Dong-Seok Hyun, "Real-Time Estimation of the Boost Inductance for Traction PWM Converters," *Proceeding of ISIE2009*, Vol. 1, pp. 499-504, 2009, 5-8 July.
- [7] 이동춘, 최종우, 이현동, 설승기, "전철용 단상 GTO PWM 컨버터의 병렬운전", *대한전기학회 논문지*, Vol. 44, No. 6, pp. 756-76, 1995. 6.



- [8] Hurley, W.G and Wilcox, D.J, "Calculation of leakage inductance in transformer windings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 9, No. 1, pp. 121-126, 1994, Jan.

## 저 자 소 개



### **박병건(朴炳建)**

1979년 4월 16일생. 2005년 명지대 전기정보 제어공학부 졸업. 2007년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사) 2007년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



### **현동석(玄東石)**

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원형공과대학 교환교수. 2003년 IEEE Fellow Member. 1979년~현재 한양대 전자전기공학과 교수. 2000년 당 학회 회장 역임.