

단상 AC/DC PWM 병렬 컨버터의 순시 제어

원준희, 정달호, 오재윤
(주)LG 전자 디지털 어플라이언스 연구소

Instantaneous Control of Single Phase AC/DC PWM Parallel Converters

June-Hee Won, Dal-Ho Cheong, Jae-Yoon Oh
Digital Appliance Research Lab., LG Electronics Inc.

ABSTRACT

In this paper, the new control algorithm is proposed that compensates instantaneously the active and reactive components of the input currents by the synchronous d,q axis conversion of a single-phase current in controlling the single-phase AC/DC parallel converters for a high speed train. The leakage inductance of a transformer was used as a boost inductance and the ripple of a transformer's primary current was reduced considerably by the parallel operation of the two converters with a proper switching phase-shift. The stable and fast control response characteristic is certificated by a simulation.

1. 서 론

컨버터 제어 방식은 강제 전류가 가능한 GTO와 같은 스위칭 소자의 개발에 힘입어 위상 제어 방식에서 PWM 방식으로 변환되어지고 있다. [1][2] 위상 제어 방식의 단점을 해소할 수 있는 PWM 제어 방식은 단위 역률 제어, 회생 운전의 용이, 입력 전류의 고조파 저감 등의 장점을 지니고 있다.

컨버터 병렬 운전은 용량 증대 뿐만 아니라 적절한 스위칭 위상차에 의한 병렬 운전을 통해 변압기 1차측의 입력 전류에 포함된 고조파를 한층 더 저감 시키게 한다. 그리고 변압기 누설 인덕턴스를 승압 인덕턴스로 사용하면 컨버터 시스템의 중량과 크기를 감소시킬 수 있다. [3]

최근 들어 고속 전철 추진 시스템에 들어가는 단상 AC/DC 병렬 컨버터를 제어하는 몇 가지 제어 알고리즘들이 제시되어져 왔다. [3][4] 하지만 비간섭 제어 알고리즘 [3]은 매 주기에 센싱된 입력 전류의 무효분을 보상함에 의해서 역률 제어를 함으로써

그 만큼 역률 제어가 늦어지는 단점을 지니고 있다. 단위 역률 설정 하에 출력 전압을 제어하는 제어 알고리즘은 변압기 및 리액터 상수에 따라 제어동작이 영향을 받는 단점을 지니고 있다. [4]

본 논문에서는 단상 입력 전류를 센싱하여 이를 3상화 한 후 동기 D, Q 축으로 변환하여 입력전류의 유효분과 무효분을 순시적으로 제어함으로써 단상 AC/DC PWM 병렬 컨버터를 순시적으로 제어하는 새로운 제어 알고리즘을 제시하여 위 두 알고리즘의 단점을 해소하였다. 그리고 수학적 모델을 기초로 한 시뮬레이션을 통해 안정되고 빠른 제어 특성을 확인하였다.

2. 병렬 컨버터의 구성 및 수학적 모델링

2.1 단상 AC/DC 병렬 컨버터의 구성

단상 AC/DC 병렬 컨버터는 그림 1에서 보는 것처럼 단상 전압원, 3 권선 변압기, 컨버터 I, II, 출력단 커패시터 그리고 부하로 구성된다. 승압용 인덕턴스는 변압기의 누설 인덕턴스를 사용하였다.

병렬 컨버터 운전시 스위칭 주기가 $2T_s$ 일 때 각 컨버터의 스위칭 위상차를 $T_s/2$ 로 하면 각 컨버터의 입력전류의 리플이 서로 상쇄되어 변압기 1차측 전류에 나타나는 리플은 상당히 저감될 수 있다.

2.2 수학적 모델링

그림 2의 변압기 등가회로를 바탕으로 컨버터 입력단 전압을 수식적으로 나타내면 식(1)과 같다. 변압기 권선 저항은 무시할 정도로 작으므로 편의상 고려치 않았다.

$$\begin{aligned} V_{cl} &= -L_{sl} \frac{di_{sl}}{dt} + L_m' \frac{di_m'}{dt} \\ &= -L_{sl} \frac{di_{sl}}{dt} + V_p' - L_{lp}' \frac{di_p'}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

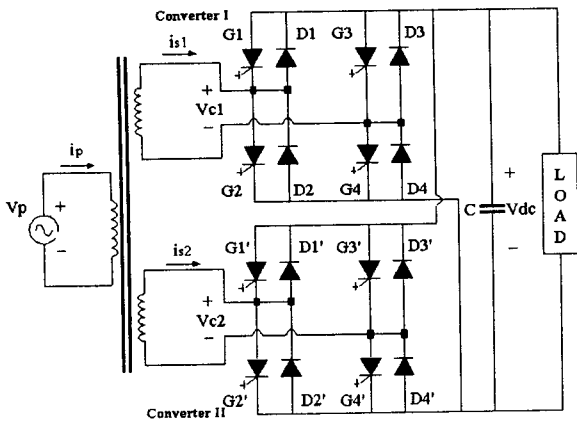


그림 1 단상 AC/DC 병렬 컨버터의 구성
Fig. 1 Circuit diagram of single-phase AC/DC parallel converters

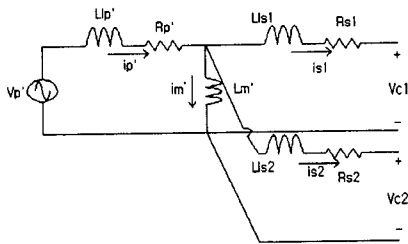


그림 2 2 차측으로 환산한 변압기 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of transformer referred to the secondary

$$\begin{aligned} V_{c2} &= -L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} + L_m' \frac{di_m'}{dt} \\ &= -L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} + V_b' - L_{p1}' \frac{di_{p1}'}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 V_b' , i_{p1}' 는 2 차측으로 환산한 1 차측 전압, 전류, V_{c1} , i_{s1} , V_{c2} , i_{s2} 는 컨버터 I, II의 입력전압 및 입력전류, L_m' 는 2차측으로 환산한 상호 인덕턴스, L_{p1}' 는 2차측으로 환산한 1차측 누설 인덕턴스 그리고 L_{s1} , L_{s2} 는 2 차측 누설 인덕턴스이다.

3. 입력 전류의 유, 무효분 순시 보상에 의한 단상 PWM 병렬 컨버터 제어

3.1 컨버터의 동작원리

일반적으로 컨버터를 제어한다는 것은 출력 전압과 역률을 제어한다는 것을 의미하는데 이는 컨버터 입력단 제어에 의해서 이루어진다.

그림 3의 (a)는 출력전압과 역률을 보상하기 전을, (b)는 보상 후의 컨버터 입력단 전압의 벡터도를 각각 나타내고 있다. 그림에서 보는 것처럼 지상 역률과 기준 reference 보다 작은 출력전압을 보상할 경

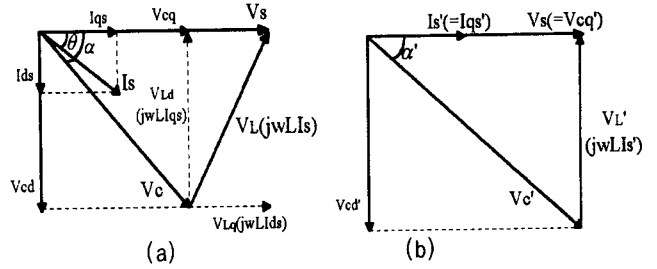


그림 3 컨버터 입력단 전압 벡터도
(a) 보상전 (b) 보상후

Fig. 3 Vector diagram of converter input-side voltage
(a) before compensation (b) after compensation

우 입력전류의 무효분이 0이 되도록 하여 역률을 1로 제어하고 유효분을 증대시켜 출력전압을 상승시키게 된다. 그리고 그림 3의 (a)에서 보는 것처럼 입력 전류의 유효분 (I_{qs})과 무효분 (I_{ds})은 컨버터 입력단 전압의 무효분 (V_{cd})과 유효분 (V_{cq})에 각각 상응 관계에 있다는 것을 알 수 있다.

따라서 PI 제어를 통해 입력 전류의 유효분과 무효분을 보상한 후 이 둘을 합하여 컨버터 입력단 기준전압을 생성하여 이를 제어함으로써 출력 전압과 역률을 제어할 수 있게 된다.

3.2 제안된 제어 알고리즘

3상 AC/DC 컨버터에서는 3 상 입력 전류를 동기 d,q 축으로 변환하여 그 동기 d,q 축 성분인 입력 전류의 유효분과 무효분을 제어함으로써 출력 전압과 역률을 제어한다. 본 논문에서는 3 상을 동기 d,q 축으로 변환하는 원리를 단상에 적용하여 센싱된 단상 입력 전류를 동기 d,q 축으로 변환하여 그 동기 d,q 축 성분인 입력 전류의 유효분과 무효분을 순시적으로 제어함으로써 컨버터의 출력 전압과 역률을 순시적으로 제어하였다.

센싱한 단상 입력 전류를 a상으로 놓고 이를 기준으로 $\pm 2\pi/3$ 위상차를 주어 단상 전류를 3 상화한 후 정지형 d,q 축으로 변환하면 식 (4)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} I_{as} &= I_m \sin(\omega t - \theta), \quad I_{bs} = I_m \sin(\omega t - \theta - 2\pi/3) \\ I_{cs} &= I_m \sin(\omega t - \theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} I_{qs}^s &= (2I_{as} - I_{bs} - I_{cs})/3 = I_m \sin(\omega t - \theta) \\ I_{ds}^s &= (I_{cs} - I_{bs})/\sqrt{3} = I_m \cos(\omega t - \theta) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 I_m 은 입력 전류의 최대값을, θ 는 입력 전압과 입력전류의 위상차를, 그리고 I_{qs}^s , I_{ds}^s 는 입력 전류의 정지 d,q 축 성분을 각각 나타낸다.

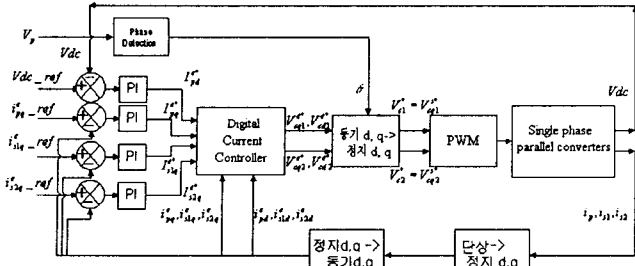


그림 4 단상 AC/DC 병렬 컨버터 제어 블록도
Fig. 4 Control block diagram of single phase AC/DC parallel converters

식 (4) 를 동기 d,q 축으로 변환하면 식 (5)가 된다.

$$\begin{aligned} I_{qs}^e &= I_{qs}^s \cos \omega t - I_{ds}^s \sin \omega t \\ &= I_m \sin(\omega t - \theta) \cos \omega t - I_m \cos(\omega t - \theta) \sin \omega t \\ I_{ds}^e &= I_{qs}^s \sin \omega t + I_{ds}^s \cos \omega t \\ &= I_m \sin(\omega t - \theta) \sin \omega t + I_m \cos(\omega t - \theta) \cos \omega t \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서 보면 단위 역률로 제어가 될 때에는 $\theta=0$ 가 되어 입력전류의 동기 q축 성분은 0가 되고 동기 d축 성분은 입력 전류의 최대값인 I_m 이 됨을 알 수 있다.

이와 같은 원리를 이용하여 변압기 1 차측 입력전류와 2 차측 두 전류를 동기형 d,q축으로 변환하여 식 (1)에 적용하면 식 (6)과 같은 디지털 전류 제어가 구성되어지고 이로서 컨버터 입력단 기준전압이 생성되어진다.

$$\begin{aligned} V_{cq1}^{e*} &= V_{pq}^{e*} - \omega(L_{ls1} i_{slq}^{e*} + L_{lp}' i_{pd}'^{e*}) - \\ &\quad (L_{ls1} \frac{di_{slq}^{e*}}{dt} + L_{lp}' \frac{di_{pd}'^{e*}}{dt}) \\ &= -\omega(L_{ls1} i_{slq}^{e*} + L_{lp}' i_{pd}'^{e*}) - \\ &\quad (L_{ls1} \frac{i_{slq}^{e*} - i_{slq}^e}{T_{samb}} + L_{lp}' \frac{i_{pd}'^{e*} - i_{pd}^e}{T_{samb}}) \\ V_{cd1}^{e*} &= V_{pd}^{e*} - \omega(L_{ls1} i_{slq}^{e*} + L_{lp}' i_{pd}'^{e*}) - \\ &\quad (L_{ls1} \frac{di_{slq}^{e*}}{dt} + L_{lp}' \frac{di_{pd}'^{e*}}{dt}) \\ &= V_m' - \omega(L_{ls1} i_{slq}^{e*} + L_{lp}' i_{pd}'^{e*}) - \\ &\quad (L_{ls1} \frac{i_{slq}^{e*} - i_{slq}^e}{T_{samb}} + L_{lp}' \frac{i_{pd}'^{e*} - i_{pd}^e}{T_{samb}}) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 V_m' 는 2 차측으로 환산한 1차측 입력전압의 최대값을, i_{slq}^{e*} , $i_{pd}'^{e*}$, i_{slq}^{e*} , $i_{pd}'^{e*}$ 는 1차측, 2 차측 전류의 동기 유효분과 무효분을 PI 제어를 통해 보상한 값을, 그리고 T_{samb} 는 샘플링 시간을 각각 나타낸다.

식 (6)을 정지형 d,q 축으로 변환하면 식 (7)과 같

이 된다.

$$\begin{aligned} V_{cq1}^{s*} &= V_{cq1}^{e*} \cos \omega t + V_{cd1}^{e*} \sin \omega t \\ V_{cd1}^{s*} &= -V_{cq1}^{e*} \sin \omega t + V_{cd1}^{e*} \cos \omega t \end{aligned} \quad (7)$$

a상으로 놓았던 단상이 정지 좌표계의 q축과 일치하므로 컨버터 I의 컨버터 입력단 기준전압 V_{c1}^{s*} 은 식 (7)의 정지 q축 성분인 V_{cq1}^{s*} 과 일치하게 된다. 그리고 컨버터 II의 컨버터 입력단 기준전압 V_{c2}^{s*} 도 유사한 방식에 의해서 얻어진다. 그림 4에 컨버터 병렬 운전시의 전체 제어 블록도를 나타내었다.

4. 시뮬레이션 결과

본 논문의 시뮬레이션에서 사용한 시스템 상수는 표 1과 같다. 스위칭 주파수는 540 Hz로 하였고 샘플링 주기는 500 μ s로 하였다.

표 1 시스템 상수

Table 1 System parameters

입력 전압	AC 220 [V]/110 [V]
출력 전압	DC 250 [V]
누설 인덕턴스	L_m' :300 [mH], L_{lp}' :1.5 [mH], L_{ls1} , L_{ls2} : 1.5 [mH]
출력단 커패시터	16000 [μ F]

그림 5는 무하시의 1 차측 전압과 2 차측 전류를 나타낸 파형이다. 무부하시에는 입력에서 출력으로의 전력전달이 거의 없어 입력 전류에는 무효분에 의한 리플성분 만이 나타나게 된다.

그림 6은 무부하에서 27 [Ω]의 정격 부하로 가변 시 과도상태에서의 전원 전압과 각각의 컨버터 입력 전류 파형을 나타내고 있다. 제어가 원만히 이루어

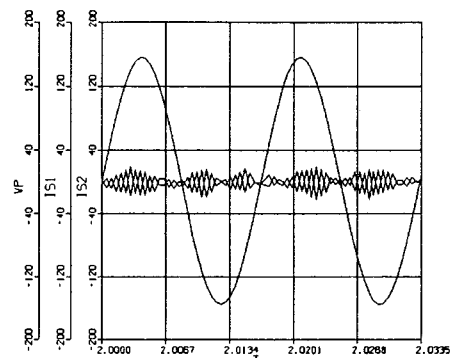


그림 5 무부하시 전원 전압 및 각 컨버터단 입력 전류
Fig. 5 Source voltage and each converter input-side current with no-load

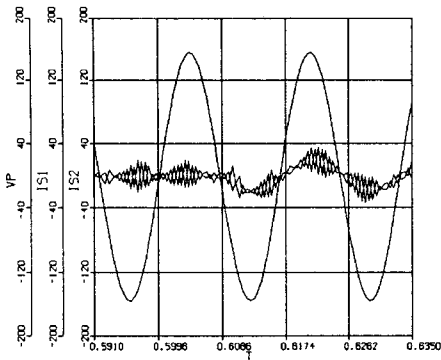
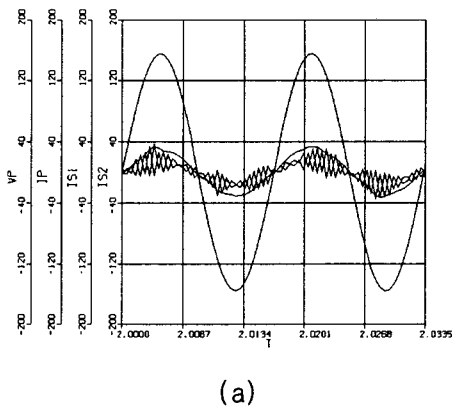
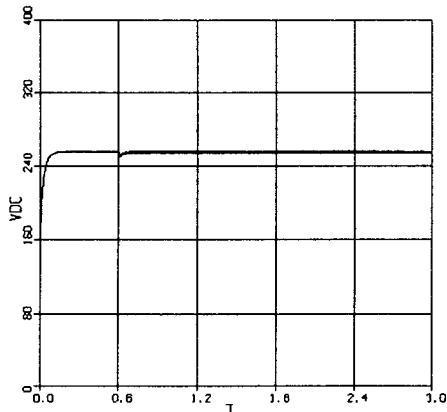


그림 6 무부하->정격 과도상태시의 전원 전압과 각 컨버터단 입력전류
 Fig. 6 Source voltage and converter input-side current from no-load to full load



(a)



(b)

그림 7 무부하->정격시의 각부 파형
 (a) 전원 전압, 1 차측 전류, 각 컨버터단 입력전류
 (b) 출력전압
 Fig. 7 Each Waveform with condition from no-load to load
 (a) Source voltage, primary current, and converter input-side current
 (b) Output voltage

지고 있는 것과 과도시라도 역률이 단위 역률로 제어되고 있음을 알 수 있다.

그림 7은 무부하에서 정격 부하로 가변하였을 때의 각부 파형을 나타내고 있다. $T_s/2$ 의 스위칭 위상차로 병렬 컨버터를 운전하였을 경우 (a)에서 보는 것처럼 각 컨버터 입력 전류의 리플이 서로 상쇄되어 변압기 1 차측 입력전류에는 리플이 상당히 저감되어진다는 것을 파형을 통해 살펴볼 수 있다. 그리고 입력전압과 입력 전류가 동상으로 단위역률로 제어되고 있음을 알 수 있다. (b)는 무부하에서 정격 부하로 가변시의 출력 전압 파형을 나타낸 것으로 빠르고 안정되게 응답하고 있음을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 고속전철 추진 시스템에 들어가는 단상 AC/DC 병렬 컨버터를 대상으로 동기 d, q 축으로 변환한 단상 입력전류를 순시적으로 보상하여 컨버터를 제어하는 새로운 제어 알고리즘을 제시하고 이를 시뮬레이션을 통해서 검증하였다.

컨버터 제어는 결국 컨버터 입력단 기준전압을 어떻게 제어할 것인가에 달려있는데 본 논문에서는 기존의 방식에서 벗어나 3 상을 동기 d,q 축으로 변환하는 원리를 단상에 적용하여 단상 입력전류를 동기 d,q 축으로 변환하여 그 동기 d,q 축 성분인 입력전류의 유효분과 무효분을 PI 제어기를 통해 순시적으로 보상하여 컨버터 입력단 기준전압을 생성시켰다. 이로써 보다 빠르고 안정된 컨버터 제어가 이루어졌고 실시간 제어기인 dsp의 장점을 보다 더 극대화시킬 수 있을 것이라 고려된다.

참 고 문 헌

- [1] G.D. Marques, "Improvement on a three phase GTO converter with PWM by an asymmetrical pulse pattern", Conf.Rec.European Conference on Power Electronics and Application, pp. 437~440, 1987
- [2] T. Ohnishi, and H. Okitsu, "A novel PWM technique for three phase inverter/converter", IPEC, Tokyo, pp. 384~395, 1983
- [3] D. C. Lee, J. W. Choi, and S. K. Sul, "Decoupling Control of Paralleled Single-Phase GTO PWM Converters for Electric Traction Drives", IPEC, Yokohama, pp. 1169~1173, 1995
- [4] 이현원, 장성영, 김연준, 이광주, "IGCT를 이용한 단상 PWM정류기 병렬운전", 전력전자학회 논문지, Vol. 5, No. 1, pp. 11~18, 2000, 2.