

상간 리액터를 제거한 12상 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템의 예측전류제어

박기태^{*}, 지준근^{*}, 설승기^{*}, 최창호^{**}, 신현석^{**}, 이창원^{***}, 장계용^{***}

*서울대학교 전기공학부

**순천향대학교 전기전자공학부

***(주)포스콘 기술연구소

Predictive Current Control of 12-Pulse Parallel Connected Dual Converter System without Interphase Reactors

Kitae Park^{*}, Jun-Keun Ji^{*}, Seung-Ki Sul^{*}, Chang-Ho Choi^{**}, Hyun-Seok Shin^{***},

Chang-Won Lee^{**}, Kye-Yong Chang^{**}

School of Electrical Eng., Seoul National Univ.

School of Electrical & Electronics Eng., Soonchunhyang Univ.

POSCON Co., Ltd.

Abstract

In this paper, a predictive current control of 12-pulse parallel connected dual converter system without interphase reactors(IPR) is presented. Firstly, the characteristics of system without IPR are analyzed and compared with that of system with IPR. And the predictive current control of this system is discussed. Finally the validity of the presented system and the excellence of the predictive current control response is proved through the simulation results.

1. 서 론

최근 AC 드라이브의 발전과 IGBT 등의 전력용 소자의 발전으로 인해, DC 드라이브에 관한 연구는 상대적으로 중요도가 감소하게 되었다. 하지만 제철소의 압연 공정과 같은 수천 kW급의 대용량 기기들의 드라이브를 위해서는 현재에도 다이리스터를 이용한 방법의 중요성은 결코 줄어들지 않고 있다. 이를 수천 kW급 이상의 대용량 기기에서는 입력파형 개선과 스위칭 소자의 도통 손실의 저감을 위해 12상 이상의 병렬 제어가 필수적이며 이에 관한 연구는 전력용 반도체 소자가 개발되기 전부터 상당히 오랫동안 이루어져 왔다[1]. 이의 규모와 경제적 가치로 볼 때 대단히 중요한 기술임에도 불구하고 현재까지 국내에서는 12상 병렬 드라이브에 대한 연구가 많이 이루어지지 않았으며, 실제 이를 시스템의 전량을 수입에 의존하고 있는 실정이다. 이를 대용량 기기의 드라이브는 시스템의 규모가 방대하기 때문에 쇄신의 제어에 이론과 DSP 등을 사용하여 실제적으로 상당한 효과와 경제적 이득을 볼 수 있는 분야이기도 하다. 따라서, 본 논문에서는 DSP를 사용한 예측전류제어를 통해 12상 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템의 최적 운전에 관하여 기술하고자 한다. 특히 예측전류제어를 통해 대용량 시스템의 경우에 그 크기가 방대해지는 평활용 상간 리액터를 제거하고서도 고성능 전류 제어를 행할 수 있음을 보인다.

2. 12상 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템

대용량 컨버터 시스템에서는 입력 전류 파형의 개선을 위해

pulse 수를 늘리게 된다. - 이하 본 논문에서는 이 pulse를 '상'이라 칭하기로 한다. 상의 수가 늘어남에 따라 전원측 교류 입력 전류의 파형에서 서로 상쇄되어 없어지는 고조파들이 생기게 되어, 12상 컨버터의 경우 $12 \pm 1, 24 \pm 1, 36 \pm 1$ 등의 고조파만 남게 되어 전원 쪽 설비 비용을 대폭 줄일 수 있게 된다. 또한 상수를 늘림으로써 전동기 쪽의 전류 리플을 줄일 수 있게 되어 전동기의 토크 리플도 대폭 감소시킬 수 있다.

12상 컨버터 시스템의 경우, 전원측 변압기는 결선 방법에 따라 여러 가지 형태가 가능하지만 보통 변압기의 2차측을 Y 결선과 Δ 결선 두 가지로 감아서 서로 30도의 위상차를 갖게 하는 방식이 가장 많이 쓰인다. 또한 각각의 컨버터 출력의 연결 방법에 따라 직렬연결 방식(series connected converter)과 병렬연결 방식(parallel connected converter)으로 나뉜다. 파형 개선의 효과는 직렬연결 방식으로도 얻을 수 있지만, 대전류의 용용 분야에서는 직렬연결 방식은 소자의 전압강하에 의한 손실이 두 배로 커지는 단점을 가진다. 따라서, 이러한 경우에는 6상 듀얼 컨버터를 병렬로 연결하여 손실을 줄일 수 있고, 또한 소자의 전류정격이 부족한 경우에도 장점을 지니게 된다. 이 병렬연결 방식의 가장 큰 단점은, 두 컨버터의 출력전압 차이를 완화시키기 위해서 상간 리액터들(interphase reactors - IPR)이 필요한데, 대용량 시스템의 경우에는 이 리액터의 크기가 상당히 커지게 된다는 것이다.

하지만, 대용량의 DC 드라이브에 12상 병렬연결 컨버터 시스템을 사용함으로써 전원 쪽 교류 입력 전류 파형 개선의 효과와 부하측 전류 리플 감소의 효과를 볼 수 있으며, 요구되는 소자의 전류정격도 반으로 줄일 수 있으므로 대용량 압연 공정 드라이브 시스템 등에서는 이 시스템이 많이 사용되고 있다.

일반적인 12상 병렬연결 듀얼 컨버터 시스템의 구성은 그림 1과 같다. 주변압기의 권선은 30도의 위상 차이를 얻기 위해 $\Delta - Y$, $\Delta - \Delta$ 권선이 사용되며, 2차측에서 얻어지는 전압을 같게 하기 위하여 Y 쪽 권선은 $1/\sqrt{3}$ 만큼 적게 감기 있다. 각 단위 컨버터는 순환전류 없는 방식의 듀얼 컨버터로 4상한 운전이 가능하다. 또, 일반적으로는 이 두 컨버터의 출력단에서 전동기 사이에 상간 리액터가 각각 연결되어 있다. 이 IPR의 역할은 각 컨버터에서 출력되는 전압 차이에 의해서 각 컨버터의 전류가 불연속이 되는 것을 막아 각 컨버터 출력 전류

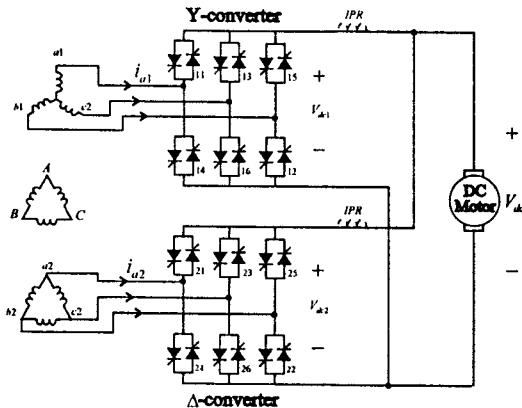


그림 1. 12상 병렬 연결 듀얼 컨버터의 구성도

의 제어를 가능하게 하는 것이다. 이 IPR이 있음으로 해서 각 컨버터의 소자는 부하측 전류정격의 약 1/2에 해당하는 전류만을 부담하게 된다[1].

이 IPR의 유무에 따라서 각 컨버터가 부담하는 전류파형은 달라지는데, IPR의 값이 커질수록 전류 리플이 작아져서 피크치가 부하 전류의 반으로 작아지게 된다. IPR이 없는 경우에는 IPR이 있는 경우와 비교해서 각 컨버터에 흐르는 전류의 피크치는 두 배, 실효치는 $\sqrt{2}$ 배가 되어, 각 소자 정격과 변압기 2차측 전류 용량이 그만큼 커져야 된다. (다이리스터의 전류정격은 피크치가 아닌 실효치로 주어진다.) 하지만 소자의 발전으로 다이리스터의 가격이 낮아지고 있고 대전류 정격의 소자들도 나오고 있으므로 가격이 낮아질 수 있는 리액터를 제거하는 방법이 경제적으로 더 나은 효과를 가져올 수 있다. 실제 IPR이 있는 경우에 인덕턴스 값이 무한대가 아니기 때문에 전류 리플이 존재하므로(보통 정격의 10%정도로 설계 되어 진다.) 약 30%정도의 소자 정격의 차이라 볼 수 있다.

그림 2에 이상적인 IPR을 가정했을 때 IPR의 유무에 따른 입력 전류 파형이 나타나 있다. 무한대의 부하 인덕턴스와 단위 부하 전류를 가정했을 때의 파형이며, 이 그림에서 i_{a1} 는 $\sqrt{3}(i_{a1} - i_{c1})$ 로 변압기 1차측에서 본 Y 컨버터의 등가 입력 전류를 나타낸다. 전원측 입력 전류는 $i_A = i_{a2} + i_{a1}$ 가 된다..

본 논문에서는 이 IPR을 제거했을 때의 동작을 분석하고 예측 전류제어기를 통해 전동기 입력 전류를 완벽히 제어할 수 있음을 보인다.

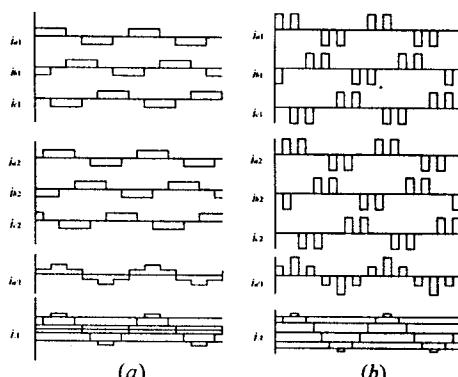


그림 2. IPR의 유무에 따른 각 입력 전류 파형
(a) IPR이 있는 경우. (b) IPR이 없는 경우.

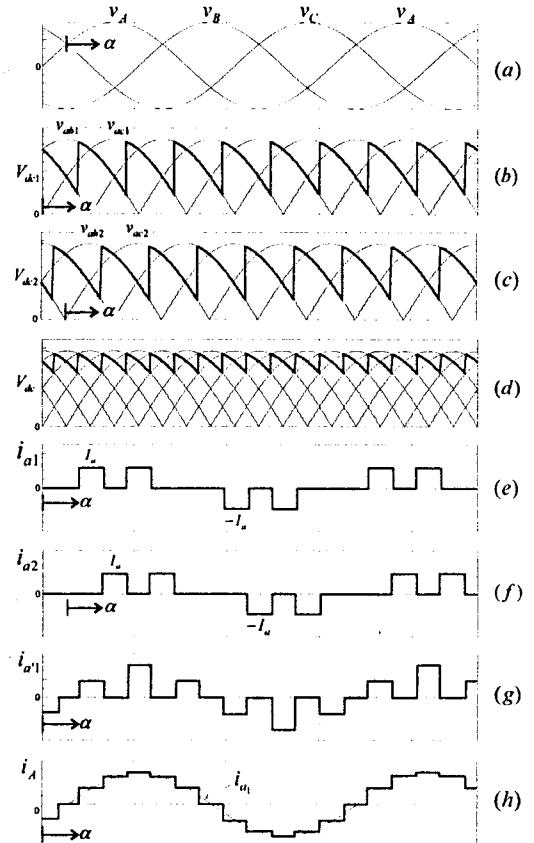


그림 3. 12상 병렬 연결 컨버터의 전압, 전류 파형

- (a) 전원 입력 상전압. (b) Y 컨버터의 선간전압과 출력전압. (c) Δ 컨버터의 선간전압과 출력전압. (d) IPR이 없는 경우의 부하측 전압. (e) Y 컨버터의 입력 상전류. (f) Δ 컨버터의 입력 상전류. (g) 변압기 1차측에서 본 Y 컨버터의 등가 입력 상전류 $i_{a1} = \sqrt{3}(i_{a1} - i_{c1})$. (h) 전원 입력 상전류.

3. IPR이 없을 경우의 동작 분석

IPR을 제거했을 경우의 동작을 분석해 보기 위해 일단 부하의 인덕턴스가 무한히 크다고 가정하고 단위 부하 전류를 가정하면, 각 전압과 전류의 파형은 그림 3과 같이 된다. 여기서 출력 전압은 식(1)과 같다.

$$e_a = \max(e_{a1}, e_{a2}) \quad (1)$$

Y-와 Δ -컨버터의 출력이 바로 연결되어 있으므로 순시 출력전압이 큰 쪽에서 부하 전류를 모두 부담하게 되어 각 컨버터의 출력 전류는 30도씩 불연속으로 동작하게 된다. IPR의 유무에 상관없이 자연각을 입력 전압에 대해 같은 시점으로 정의 하면, 입력 전류 위상은 IPR이 없는 경우에 IPR이 있는 경우에 비해서 15도 앞서게 된다.

이 입력 전류 파형의 모양은 IPR이 있는 경우와 비교해서 고조파 면에서는 거의 차이를 보이지 않으며 IPR이 없는 경우에 기본파가 3%정도 큰 값을 갖는다.
역률

입력 전류가 비정현파일 경우의 역률은 전류의 실효치, 기본파 성분의 실효치와 위상각을 구하여, 다음식을 이용해 구할 수 있다[3]. 여기서 첨자 1은 기본파 성분을 의미하며 μ 는 파

형 왜곡률 (distortion factor)이다.

$$PF = \frac{I_A}{I_A} \cos\phi_1 = \mu \cos\phi_1 \quad (2)$$

입력전류의 기본파 전류성분은 다음과 같으며,

$$I_A \angle \phi_1 = I_{a1} \angle \phi_{11} + I_{a2} \angle \phi_{12} \quad (3)$$

이를 계산하여 보면 IPR이 있을 때는 다음과 같고[2],

$$I_A \angle \phi_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \angle -\alpha = 0.7797 \angle -\alpha \quad (4)$$

같은 방법으로, IPR이 없을 때는 다음과 같이 구해진다.

$$I_A \angle \phi_1 = \frac{4\sqrt{6}}{\pi} \sin \frac{\pi}{12} \angle (\frac{\pi}{12} - \alpha) = 0.8072 \angle (\frac{\pi}{12} - \alpha) \quad (5)$$

그리고, 입력전류의 실효치는

$$I_A = \left(\frac{2}{\pi} \int_a^{a+2\pi} i_A^2 d\theta \right)^{1/2} \quad (6)$$

이므로, 이를 계산하여 보면 IPR이 있을 경우와 없을 경우 각각 0.7885와 0.8165의 값이 된다.

이로부터, IPR이 있는 경우와 없는 경우의 역률은 각각식(7)과식(8)과같이되어, 결과적으로 이 두경우에크기는변함이없으며지연각에대해위상만15도의차이를보인다.

$$PF_{IPR} = 0.9886 \cos\alpha \quad (7)$$

$$PF_{NoIPR} = 0.9886 \cos(\alpha - \frac{\pi}{12}) \quad (8)$$

이 15도의 차이는 같은 지연각에서 IPR이 없는 경우가 더 높은 평균 출력 전압을 내는 것에 기인한다. 즉, IPR이 없는 경우에는 출력 전압이 두 컨버터의 평균치가 아닌 피크치를 따라 나타나기 때문에, 같은 지연각에서 더 높은 값을 갖게 되기 때문이다.

4. 예측전류제어

예측전류제어기[4]에 필요한 계산을 위해 입력 전압을 먼저 정의한다.

변압기 1차측 선간전압의 실효치를 E_{rms} 라 하고, 1차측 상전압과 선간전압을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_{rms} \sin \alpha \omega t & V_{AB} &= \sqrt{2} E_{rms} \sin(\alpha \omega t + \frac{\pi}{6}) \\ V_B &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_{rms} \sin(\alpha \omega t - \frac{2}{3}\pi), & V_{BC} &= \sqrt{2} E_{rms} \sin(\alpha \omega t - \frac{2}{3}\pi + \frac{\pi}{6}) \\ V_C &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_{rms} \sin(\alpha \omega t + \frac{2}{3}\pi) & V_{CA} &= \sqrt{2} E_{rms} \sin(\alpha \omega t + \frac{2}{3}\pi + \frac{\pi}{6}) \end{aligned} \quad (9), (10)$$

이에 따른 변압기 2차측의 선간전압은 Y변압기와 Δ 변압기에서 각각 다음과 같이 정의된다.(여기서 Y변압기의 전압은 권선비를 $1/\sqrt{3}$ 만큼 작게 하여 2차측 전압의 크기를 맞추었을 때를 가정한 것이다.)

$$\begin{aligned} V_{a1b1} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{AB} - V_{BC}) & V_{a2b2} &= V_{AB} \\ V_{b1c1} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{BC} - V_{CA}), & V_{b2c2} &= V_{BC} \\ V_{c1a1} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{CA} - V_{AB}) & V_{c2a2} &= V_{CA} \end{aligned} \quad (11), (12)$$

부하에 가해지는 전압은 이 선간전압들의 일부 구간들이 되며 각 단위 컨버터의 도통 다이리스터와 부하측 인가 전압을 표 1과 같이 12모드로 나누어 정의한다.(정방향 컨버터의 각 다이리스터의 번호는 그림 1에 표시되어 있다.)

Mode	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Yd	Vab1	Vab2	Vac1	Vac2	Vbc1	Vbc2	Vba1	Vba2	Vca1	Vca2	Vcb1	Vcb2
Y	11	11	12	13	14	14	15	15	16	16	16	16
A	21	21	22	23	24	24	25	25	26	26	26	26
	26	22	23	24	25	25	26	26	26	26	26	26

표 1. 각 모드별 인가전압과 도통 다이리스터 번호
(Y는 Y 컨버터, A는 Δ 컨버터 다이리스터임을 표시한다.)

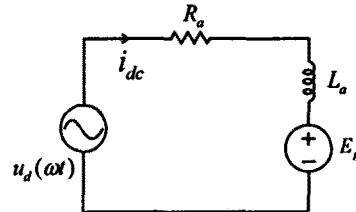


그림 4. 정상상태 동가회로

정상상태의 컨버터 시스템의 등가회로는 그림 4와 같으며, 이 등가회로로부터 각 모드에서의 전압 방정식은 다음과 같이 나타내어 진다.

$$R_d i_{dc} + \omega L_d \frac{di_{dc}}{dt} + E_g = u_d \quad (13)$$

여기서 u_d 는 등가 입력 전압이며, 이는 표 1에 나타있는 것처럼 정현파의 부분구간의 파형이 되므로 이 방정식의 해는식(14)와 같이 구해진다.

$$i_{dc} = I_1 \cos(\omega t - \phi) + I_2 e^{-\rho\omega t} + I_3 \quad (14)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \phi &= \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_d}{R_d} \right), \rho = \frac{R_d}{\omega L_d}, Z = \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}, \\ I_1 &= \frac{u_{dmax}}{Z}, I_3 = -\frac{E_g}{R_d}, u_{dmax} = \sqrt{2} E_{rms} \end{aligned}$$

이다. 식(14)에서 I_2 는 전류의 연속, 불연속 여부에 따라 다음처럼 나누어 풀 수 있다.

계산의 편의를 위해, 모드 12에서의 경우를 살펴보기로 한다. 모드 12에서는 컨버터 출력 전압, 즉 전동기 인가 전압은 표 1과식(10),식(12)에서 주어진 것과 같다

$$u_d = u_{dmax} \cos\alpha \omega t \quad (15)$$

로 나타내어진다.

연속 전류 구간의 해

한 구간 동안의 전류의 평균치는 기준전류 I^* 와 같다는 조건으로부터

$$I^* = \frac{6}{\pi} \int_a^{a+\frac{2}{3}\pi} i_{dc} d\omega t = \frac{6}{\pi} \int_a^{a+\frac{2}{3}\pi} [I_1 \cos(\omega t - \phi) + I_2 e^{-\rho\omega t} + I_3] d\omega t \quad (16)$$

이 식을 정리하여 I_2 를 구하면,

$$I_2 = \frac{\pi}{6} \left[I^* - I_3 - \frac{12}{\pi} I_1 \sin \frac{\pi}{12} \cos(\alpha + \frac{\pi}{12} - \phi) \right] \frac{\rho e^{\rho\frac{2}{3}\pi}}{1 - e^{-\rho\frac{2}{3}\pi}} \quad (17)$$

가 된다. 여기서 α 는 평균전압 조건으로부터 구해질 수 있다.

한 구간 동안 인가 전압의 평균치는 다음 식을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned}
 V_{dk} &= \frac{6}{\pi} \int_a^{a+\frac{\pi}{6}} u_d d\omega t \\
 &= \frac{6}{\pi} \int_a^{a+\frac{\pi}{6}} u_{d_{max}} \cos \alpha \omega t d\omega t \\
 &= \frac{12}{\pi} u_{d_{max}} \sin \frac{\pi}{12} \cos(\alpha + \frac{\pi}{12}) = R_a I^* + E_k
 \end{aligned} \quad (18)$$

따라서 이때의 α 는 다음과 같이 구해진다.

$$\alpha = -\frac{\pi}{12} + \cos^{-1}\left(\frac{R_a I^* + E_k}{V_{dk_{max}}}\right) \quad (19)$$

단, 여기서 $V_{dk_{max}} = \frac{12}{\pi} u_{d_{max}} \sin \frac{\pi}{12}$ 이다.

불연속 전류 구간의 해

전류가 불연속일 때 전류의 평균치를 구하는 적분구간은 소호각에 따라 변하게 된다. 점호각을 α , 소호각을 β 라 하면 초기조건은 식(20)과 같으며, 이로부터 식(21a)와 식(21b)를 얻을 수 있다.

$$i_{dk}(\alpha) = i_{dk}(\beta) = 0 \quad (20)$$

$$\begin{cases} i_{dk}(\alpha) = I_1 \cos(\alpha - \phi) + I_2 e^{-\rho\alpha} + I_3 = 0 \\ i_{dk}(\beta) = I_1 \cos(\beta - \phi) + I_2 e^{-\rho\beta} + I_3 = 0 \end{cases} \quad (21a), (21b)$$

여기서 I_2 를 소거하기 위해, 식(21b)을 정리하면,

$$I_2 = [-I_1 - I_1 \cos(\beta - \phi)] e^{\rho(\beta - \alpha)} \quad (22)$$

가 되고, 이것을 식(21a)에 대입하여 다음 식을 얻는다.

$$I_1 \cos(\alpha - \phi) - [I_1 + I_1 \cos(\beta - \phi)] e^{\rho(\beta - \alpha)} + I_3 = 0 \quad (23)$$

그리고, 평균전압 조건을 풀면 α, β 에 관한 식을 한가지 더 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{dk} &= \frac{6}{\pi} \left[\int_a^{\beta} u_d d\omega t + \int_{\beta}^{a+\frac{\pi}{6}} E_k d\omega t \right] \\
 &= \frac{6}{\pi} \left[\int_a^{\beta} u_{d_{max}} \cos \alpha \omega t d\omega t + \int_{\beta}^{a+\frac{\pi}{6}} E_k d\omega t \right] \\
 &= \frac{6}{\pi} \left[u_{d_{max}} (\sin \beta - \sin \alpha) + E_k \left(\alpha + \frac{\pi}{6} - \beta \right) \right] = R_a I^* + E_k
 \end{aligned} \quad (24)$$

식(23), 식(24)의 비선형 방정식으로부터 Newton-Raphson 법을 이용하여 α, β 의 해를 얻는다. 얻은 해를 이용하여 식(22)로부터 결국 I_2 를 구할 수 있게 되어 불연속 구간에서 식(14)의 전류해를 구해 낼 수 있다.

5. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에서 사용된 전동기 상수는 표 2와 같으며 이는 실험에 적용될 실제 전동기의 값이다.

정격출력	22[kW]
정격전압	220[V]
정격전류	90[A]
전기자 저항 R_a	0.35[Ω]
전기자 인덕턴스 L_a	6.5[mH]

표 2. 전동기 상수

시뮬레이션 결과 과정은 그림 5에 나타나 있다.

그림 5(a)는 정역 운전시의 전동기측 전류 파형을 나타낸다. 기준전류를 50A에서 -50A, 다시 50A로 인가하여서 정방향 커터와 역방향 커터로서의 동작전환과 전류 응답을 보았다.

이 그림에서 전동기측 전류 i_{dk} 는 오버슈트 없이 기준 전류 i^* 를 추종함을 볼 수 있다. 파선으로 표시된 곡선은 제어기에서 계산된 예측전류 i_{pre} 이며, 이 예측전류 i_{pre} 과 실제 전류 i_{dk} 가 만나는 점에서 게이팅 신호를 인가하여 그 후로의 실제 전류파형이 원하는 궤적을 따라 흐르는 것도 확인할 수 있다.

그림 5(b)에서는 불연속 전류 구간에서도 기준전류를 잘 추종하면서 정역 변환이 이루어지는 것을 보여 준다.

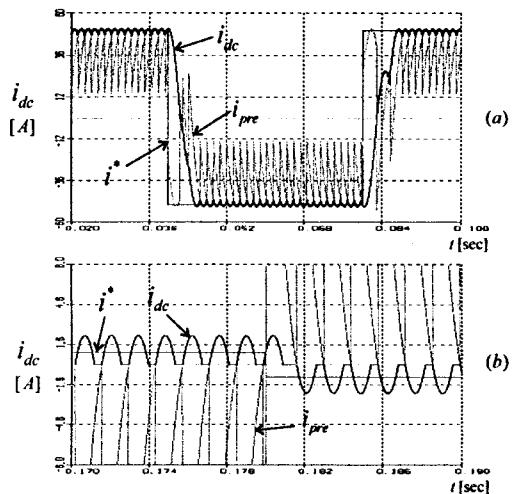


그림 5. 시뮬레이션 전류 파형
(a) 연속 전류 구간, (B) 불연속 전류 구간

6. 결론

본 논문에서는 평활용 상간 리액터(IPR)를 제거한 12상 병렬연결 듀얼 컨버터 시스템의 해석 및 동작 특성을 IPR이 있는 경우와 비교하여 살펴보았다. 또한 이 시스템에 예측전류제어 기법을 적용함으로써, 상간 리액터 제거라는 이점 외에도 빠른 응답 특성 및 정확한 전류 제어 성능을 갖는 고성능 DC 드라이브 시스템의 구현이 가능함을 시뮬레이션을 통해 입증하였다.

차후로는 본 시스템과 전류 제어 기법을 실제로 구현하여 압연용 대용량 DC 드라이브 시스템에 적용하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] Thomas H. Barton, *Rectifiers, Cycloconverters, and AC Controllers*, Oxford University Press, 1994.
- [2] Parash C. Sen, *Thyristor DC Drives*, John Wiley & Sons, Inc., 1980.
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, *Power Electronics*, John Wiley & Sons, Inc., 2nd Edition, 1995.
- [4] Timothy D. Collings and William J. Wilson, "A Fast-Response Current Controller for Microprocessor-Based SCR-dc Motor Drives", *IEEE trans. on I.A.*, vol. 27, No. 5, 1991.