

## 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템의 예측전류제어

이창원, 송인호, 최창호  
(주)포스콘 기술연구소

### Predictive Current Control of 12-Pulse Parallel Connected Dual Converter System

Chang-Won Lee, In-Ho Song, Chang-Ho Choi  
POSCON Co., Ltd

#### Abstract

In this paper, a predictive current control of 12-pulse parallel connected dual converter system with interphase transformer(IPT) is presented. Firstly, 12-pulse parallel connected dual converter system and the predictive current control of this system is discussed. And the validity of the presented system and the excellence of the predictive current control response is proved through the simulation and experiment result.

#### 1. 서론

수 천 KW급 이상의 대용량 DC 드라이브 시스템에서는 평활한 DC 출력과 입력 파형의 개선, 스위칭 소자의 도통 손실의 저감을 위해 12펄스 이상의 병렬 제어가 필수적이며 이에 관한 연구는 전력용 소자가 개발되기 전부터 오랫동안 이루어져 왔다[1]. 최근 AC 드라이브의 발전과 IGBT등의 전력용 소자의 발전으로 인해, DC 드라이브에 관한 연구는 상대적으로 중요도가 감소하게 되었지만 수 천 KW급의 대용량기의 드라이브가 필요한 제철소의 압연 공정 등에서는 현재에도 싸이리스터를 이용한 방법이 사용되고 있다. 이의 규모와 경제적 가치로 볼 때 중요한 기술임에도 불구하고 현재까지 국내에서는 12펄스

드라이브에 대한 연구가 많이 이루어지지 않았으며, 실제 이들 시스템의 전량을 수입에 의존하고 있는 실정이다.

따라서, 본 논문에서는 DSP(TMS320C31)를 사용한 예측전류제어를 통해 IPT를 사용한 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템의 최적 운전에 관하여 기술하고자 한다.

#### 2. 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템

대용량 컨버터 시스템에서는 입력 전류 파형의 개선을 위해 펄스 수를 늘리게 된다. 펄스 수가 늘어남에 따라 전원 측 교류 입력 전류의 파형에서 서로 상쇄되어 없어지는 고조파들이 생기게 되어, 12펄스 컨버터의 경우  $12\pm 1$ ,  $24\pm 1$ ,  $36\pm 1$  등의 고조파만 남게 되어 전원 측의 설비비용을 줄일 수 있게 된다. 또한 펄스 수를 늘림으로써 전동기 쪽의 전류 리플을 줄일 수 있게 되어 전동기의 토오크 리플도 감소시킬 수 있다.

12펄스 컨버터 시스템의 경우, 전원 측 변압기는 결선 방법에 따라 여러 가지 형태가 가능하지만 보통 변압기의 2차 측을 Y 결선과  $\Delta$  결선 두 가지로 감아서 서로  $30^\circ$ 의 위상차를 갖게 하는 방식이 가장 많이 쓰인다. 또한 각각의 컨버터 출력의 연결 방법에 따라 직렬 연결 방식(series connected converter)과 병렬 연결 방식(parallel connected converter)으로 나뉜다. 직렬 연결 방식은 6펄스 듀얼 컨버터를 직렬로 연결하여 파형 개선의 효과를 얻을 수 있지만, 대전류의 응용 분야에서는 소자의 전압 강하에 의한 손실이 2배로 커지는 단점을 가진

다. 병렬 연결 방식은 6펄스 듀얼 컨버터를 병렬로 연결하여 소자의 전압 강하에 의한 손실을 줄일 수 있고 소자의 전류 정격도 줄일 수 있는 장점을 가지지만, 가장 큰 단점은 두 컨버터의 출력 전압 차이를 완화시키기 위해서 DC 리액터가 필요한데 대용량 시스템의 경우에는 이 리액터의 크기와 가격이 상당히 커지게 된다는 것이다. 그러나 이 DC 리액터 대신에 변압기의 원리를 이용한 IPT (Interphase Transformer)를 이용함으로써 기존의 DC 리액터 보다 작은 inductance와 크기를 가지면서도 각 컨버터의 전압차이를 상쇄하여 병렬 연결을 가능하게 할 수 있다. 대용량의 DC 드라이브에 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템을 사용함으로써 전원 교류 입력 전류 파형 개선의 효과와 부하 측 전류 리플 감소의 효과를 볼 수 있으며, 요구되는 소자의 전류 정격도 반으로 줄일 수 있으므로 대용량 압연 공정 드라이브 시스템 등에서는 이 방식이 많이 사용되고 있다.

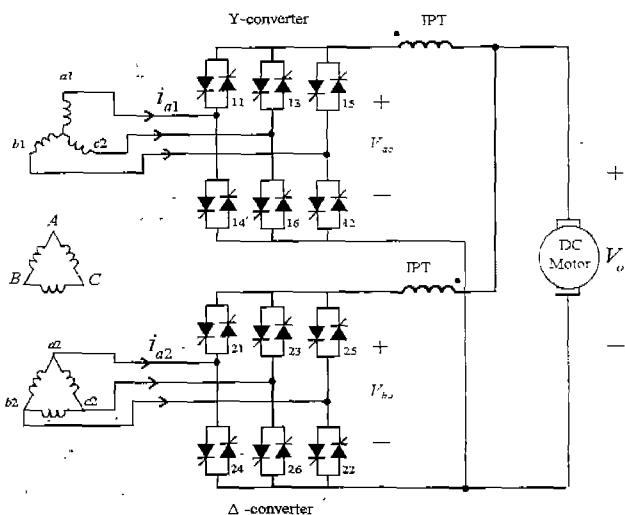


그림 1. 12상 병렬 연결 듀얼 컨버터 구성도

일반적인 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템의 구성은 그림1과 같다. 주 변압기의 권선은 30°의 위상 차이를 얻기 위해 Δ-Y, Δ-Δ 권선이 사용되며, 2차 측에서 얻어지는 전압을 같게 하기 위하여 Y쪽 권선은  $1/\sqrt{3}$  만큼 적게 감겨 있다. 각 단위 컨버터는 순환전류 방식의 듀얼 컨버터로 4상한 운전이 가능하다. 또, 일반적으로는 이 두 컨버터의 출력 단과 전동기 사이에 IPT가 각각 연결되어 있다. 이 IPT의 역할은 각 컨버터에서 출력되는 전압 차이에 의해서 각 컨버터의 전류가 불연속이 되는 것을 막아 각 컨버터 출력 전류의 제어를 가능하게 하는 것이다. IPT가 있음으로 해서 각 컨버터의 소자는 부하측 전류 정격의 약 1/2에 해당하는 전류만을 부담

하게 된다[1]. IPT나 DC 리액터를 사용하지 않는 방식에서는 소자 정격과 변압기 2차측 전류 용량의 증가로 인한 비용이 증가하는 대신에 리액터 비용이 들지 않는 이점이 있다.[2] 반대로 IPT나 DC 리액터를 사용하는 방식에서는 소자와 변압기의 비용이 감소하는 대신에 리액터 비용이 추가된다. 그러므로 소자 가격에 비해 DC 리액터 가격 비중이 클 경우 DC 리액터 없는 방식이 비용면에서 유리하겠지만, DC 전동기의 수명이 반영구적이므로 설비 합리화시 전동기는 그대로 사용하고 드라이브만 교체할 경우 기존의 DC 리액터를 활용할 수 있으므로 DC 리액터를 사용하는 방식이 경제적이며 IPT를 이용하는 경우 DC 리액터를 사용할 때 갖는 공간과 경제적인 문제를 줄일 수 있게된다.

### 3. 예측전류제어

새로운 알고리즘을 적용하기 위해서 우리는 입력과 출력 그리고 시스템 내 상호간의 수학적 관계를 알아야 하며, 또한 IPT의 특성이 고려되어야 한다. 이 경우 몇 가지의 가정이 있는데 먼저, 컨버터의 스위치가 이상적이라는 것이다. 매 주기마다 그 주기 내에서는 컨버터의 내부 상태는 변화가 없는 것이라 생각하고, 부하와 컨버터 그리고 전원의 등가 회로를 얻을 수 있다. 그림 1의 회로와 같은 경우에 대하여 설명하며, 전원과 DC 전동기, IPT 그리고 컨버터간의 상호관계를 수학적으로 나타내기 위한 등가회로는 그림 2와 같다.[1]

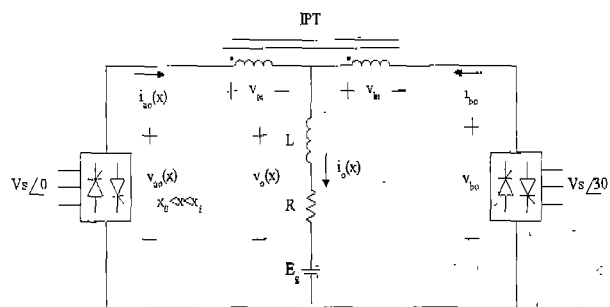


그림 2. 병렬 연결 컨버터의 정상상태 등가회로

먼저 IPT의 자기 인덕터스, 상호 인덕터스 및 권선저항을 각각  $L_s$ ,  $L_m$ ,  $R_s$ 라고 하면

$$v_{ai} = R_s i_{ao}(x) + L_s \frac{d}{dx} i_{ao}(x) - L_m \frac{d}{dx} i_{bo}(x) \quad (1)$$

$$v_{bi} = L_m \frac{d}{dx} i_{ao}(x) - R_s i_{bo}(x) - L_s \frac{d}{dx} i_{bo}(x) \quad (2)$$

각 IPT에 걸리는 전압은 (1), (2)와 같게되고, 이 때 출력전압과 출력전류의 식은

$$v_{ao} = v_o + v_{a1} \quad (3)$$

$$v_{bo} = v_o - v_{b1} \quad (4)$$

$$i_{ao} + i_{bo} = I_o \quad (5)$$

이다.  $i_o(x=x_0) = I_o$ 이고, 출력전류가 출력전압의 각 모드에서 일정하다고 가정하면 컨버터의 점호각 사이의 시간 구간 동안에 병렬 연결 듀얼 컨버터의 출력전류는 일정하며 각 컨버터의 예측전류 식은 다음과 같이 등가화 할 수 있다.

$$\omega L_t \frac{d}{dx} i_{ao}(x) + R_t i_{ao}(x) + E_g = v_{ao}(x) \quad (6)$$

$$L_t = L_s - L_m + 2L \quad (7)$$

$$R_t = R_s + 2R \quad (8)$$

$$v_{ao}(x) = V_{ao} \cos x \quad (9)$$

$$x = \omega t \quad (10)$$

방정식 (6)의 해를 구하면 3개의 항으로 나타나게 되며 이는 다음과 같다.

$$i_{ao}(x) = I_1 \sin(x + \phi) + I_2 \varepsilon^{-\rho x} + I_3 \quad (11)$$

위 식의 첫 번째 항은 입력 전원에 의해서 나타나는 항이고, 두 번째 항은 과도상태 응답을 나타내는 항이며, 마지막 항은 전동기의 역기전력으로 인하여 나타나는 항이며, 각 변수들의 값은 다음과 같다.

$$\rho = \frac{R_t}{L_t} \quad (12)$$

$$\phi = \arctan \rho \cdot \frac{R}{\omega L} \quad (13)$$

$$I_1 = \frac{E_g}{R_t} \cdot \frac{\rho}{\sqrt{\rho^2 + 1}} \quad (14)$$

$$I_3 = -\frac{E_g}{R_t} \quad (15)$$

방정식의 해를 구성하는 세 가지 항 중에서 두 번째 과도응답을 나타내는 항을 구하기 위해서 다음의 사항을 알아야 하며 DC 모터의 역기전력에 의한 연속과 불연속 모드로 나뉘어 계산된다.[3]

연속모드에서

$$I_2 = (I - I_3 - \frac{3}{\pi} I_1 \cos(\alpha - \phi)) \frac{\pi}{3} \rho \frac{1}{2 \sinh \frac{\rho \pi}{6}} \varepsilon^{\rho \alpha} \quad (16)$$

여기서,  $\alpha = \cos^{-1}(\frac{R_t I + E_g}{V_{ao}} \cdot \frac{\pi}{3})$

이고, 불연속모드에서

$$I_2 = (-I_3 - I_1 \cos(\alpha - \phi - \frac{\pi}{6})) \varepsilon^{\rho \alpha} = (-I_3 - I_1 \cos(\beta - \phi)) \varepsilon^{\rho \beta} \quad (17)$$

이다. 여기서,  $\alpha, \beta$ 는 수치 해석(numeric method)에 의해 계산되어진다. 위에서 구한 세 전류의 합이 우리가 구해야 할 예측전류가 되는 것이다. 만약  $\rho, \phi$  그리고  $I_1, I_2, I_3$ 가 주어지고 그 값이 타당하다면, 마이크로프로세서를 통하여 매우 짧은 시간 내에 식 (11)을 구해 낼 수 있다.

#### 4. 시뮬레이션 및 실험 결과

구성된 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템의 예측 전류 제어기의 성능을 시뮬레이션을 통해 검증하여 보았다. 시뮬레이션에서 사용된 부하의 상수는 표 1 과 같으며 이는 적용될 실제 부하의 값과 동일하다. IPT의 파라메타는 자기 인덕턴스 0.62mH, 상호 인덕턴스 0.6mH, 그리고 권선저항 0.01Ω이다.

정격 출력	22 [KW]
정격 전압	220 [V]
정격 전류	90 [A]
전기자 저항	0.35 [Ω]
전기자 인덕턴스	6.5 [mH]

표 1. 부하 상수

시뮬레이션 결과 파형은 그림 3에 나타나 있다. 그림 3(a)는 정역 운전시의 부하측 전류 파형을 나타낸다. 기준 전류를 -60A에서 60A로 인가하여 정방향 컨버터와 역방향 컨버터로서의 동작전환과 전류 응답을 보았다.

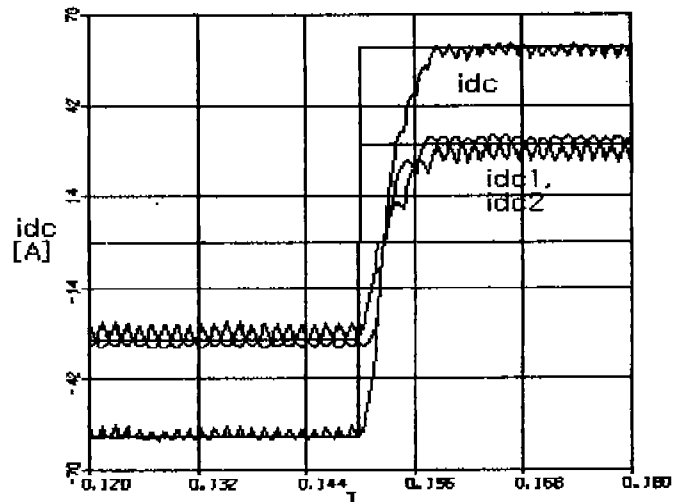


그림 3. 시뮬레이션 파형

이 그림에서 부하의 실제 전류  $i_{dc}$ 는 오버슈트 없이 기준 전류  $i_{ref}$ 를 추종함을 볼 수 있다. 또,  $\Delta$  축 컨버터와 Y축 컨버터가 각각 6펄스 컨버터로 동작하여 각 컨버터에 흐르는 전류  $i_{a0}$ 와  $i_{bc}$ 가 합쳐져서 12펄스의  $i_{dc}$ 가 흐르는 것을 알 수 있다.

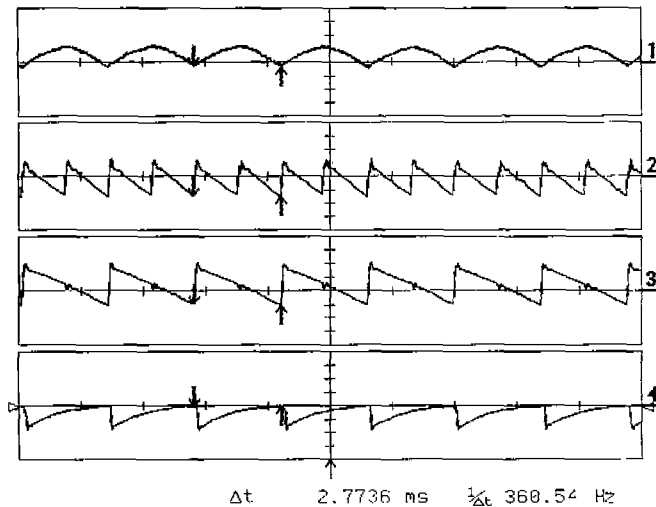


그림 4.(a) 12펄스 전류, 전압 실험 파형

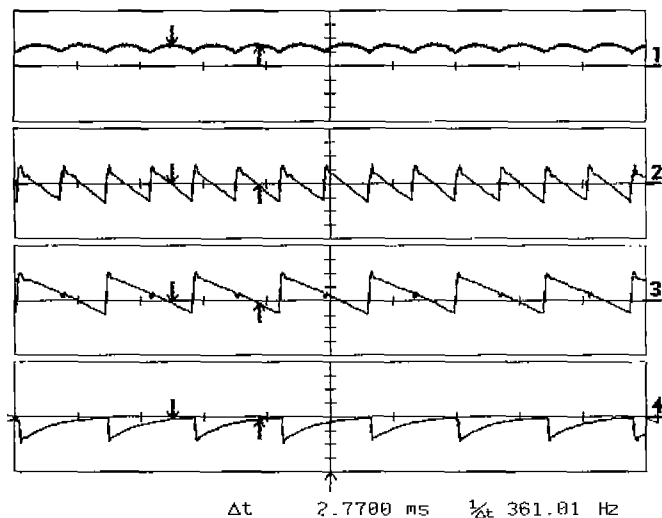


그림 4.(b) 12펄스 실험 파형

실험 결과 파형은 그림 4에 나타나 있다. 그림 4는 기준 전류를 0에서 20A로 인가하였을 때 정방향 컨버터의 전압, 전류 파형이다.

그림 4(a)에서 1는  $\Delta$ 축 컨버터의 실제 전류, 2는 부하 실제 전압, 3, 4는  $\Delta$ 축 컨버터의 실제 전압, 예측전류 파형을 나타낸다.

그림 4(b)에서 1, 2는 부하의 실제 전류, 실제 전압 3, 4는 Y축 컨버터의 실제 전압, 예측전류 파형

을 나타낸다. 그림 4에서  $\Delta$ 축 컨버터와 Y축 컨버터가 각각 6펄스 컨버터로 동작하여 전압과 전류는 12펄스의 형태로 나타남을 알 수 있다. 예측전류  $i_{pre}$ 과 실제 전류  $i_{dc}$ 가 만나는 점에서 게이팅 신호를 인가하여 그 후로의 실제 전류 파형이 원하는 궤적을 따라 흐르는 것도 확인 할 수 있다.

## 5. 결론

본 논문에서는 평활용 IPT를 포함한 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템에 예측 전류 제어 기법을 적용하여, 전류 제어기의 빠른 응답 특성과 추종 성능을 입증하였다. 이를 위해 시뮬레이션과 실제 제작된 22KW 용량의 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템을 이용하여 실험하였다.

차후로는 본 시스템과 전류 제어 기법을 이용하여 고신뢰성을 갖는 4MW급 12펄스 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템을 구현하여 압연용 대용량 DC 드라이브 시스템에 적용하고자 한다.

## 참고문헌

- [1] Thomas H. Barton, *Rectifiers, Cycloconverters, and AC Controllers*, Oxford University Press, 1994.
- [2] 설승기 외, "상간 리액터를 제거한 12상 병렬 연결 듀얼 컨버터 시스템의 예측전류제어" '96대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp482-485, 1996
- [3] 설승기 외, "예측 전류 제어기를 사용하는 압연용 직류 전동기 구동 시스템," 대한전기학회 논문지, vol.41, no.12, pp.1387-1396, Dec.1992.
- [4] Paresh C. Sen, *Thyristor DC Drives*, John Wiley & Sons, Inc., 1980.
- [5] 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.
- [6] D.Schroder, H.Warmer, "Predictive Speed and Current Control for D.C. Drives," *EPE FIRENZE*, vol.2, pp.108-113, 1991.