

제철 PLANT의 고성능 DC DRIVES

김 경 환*

(*POSCON 기술연구소)

1. 서 론

최근 산업용 전동기의 가변속 구동시스템이 기존의 DC 드라이브에서 벡터 제어 인버터와 같은 AC 가변속 구동 시스템으로 대체되는 경향이 점차 확산되고 있다. 제철산업의 Rolling Mill 드라이브의 경우도 AC 가변속 구동 시스템은 DC의 10% 정도라는 강점을 가지고 기존의 DC 구동 시스템과 경쟁하고 있다.

그러나 Mill 드라이브의 경우 제조공정이 처음 설치되는 새로운 Application에는 AC 가변속 구동 시스템이 적용되나, 기존의 DC 구동 시스템이 설치되어 운전중인 제조 라인이 AC로 대체되는 경우는 거의 없다. 따라서 기존의 DC전동기를 사용하고 있는 공장에서는 생산량을 늘리고, 보다 양질의 제품을 생산하기 위해서 고성능 DC 드라이브를 계속 요구하고 있으며, 이러한 보수적 경향은 DC 드라이브의 시장을 여전히 증가시키고 있다. 실제로 지난해 미국의 rolling mill 드라이브의 시장규모는 DC가 \$650백만/년, AC가 \$580백만/년 이었으며, 전동기의 경우도 지난해 DC전동기가 AC 전동기에 비해 약 6배이상 더 많이 사용되었다.[1]

제철 Plant의 Mill 구동용 전동기 드라이브는 여러 대가 상위 호스트 컴퓨터와 1:N으로 연결되어 다수의 전동기를 연동운전하며 제품을 생산하는 연속공정으로, 드라이브간 및 상위 컴퓨터와의 고속 데이터 통신이 필수적이며, 또한 제품의 품질향상

을 위해 고성능, 고신뢰성이어야 하며 유지 보수의 편리성을 위해 뛰어난 MMI(Man Machine Interface)기능, 상위(upper) Roll과 하위(lower) Roll을 별개의 드라이브로 제어할 때 두 Roll 사이의 토오크 균형을 제어하는 Load-Balance 제어, 스펀드 간의 Tension을 제어하는 Droop 제어 등, 각종 보조제어 기능을 가져야한다. 이러한 Mill 구동용 DC 전동기 구동시스템은 아직도 대부분 외국 제품에 의존하고있는 실정으로 국산화가 절실히 요구되어져 왔다.

DC 전동기의 수명이 거의 반영구적인 것을 감안하면 가변속 DC 전동기 구동 시스템은 Mill 구동용으로 수 십년이상의 상당한 시간동안 사용될 것으로 예상되며, 따라서 국내 제철산업의 노후된 생산공정의 현대화는 물론 중국을 비롯한 동남아로 제철 Plant를 수출하기 위해서 고성능, 다기능, 고신뢰성의 가변속 DC 전동기 구동 시스템의 상품화가 필요하다.

당사는 포항제철에서 축적한 Mill 드라이브에 대한 경험을 바탕으로 전류지령치를 2.77msec 이내에 overshoot없이 추종할 수 있는 고성능 DC 전동기 구동 시스템을 개발하여 64대의 전동기가 연동 운전되는 Bar Mill Line에 적용하였다. 그림 1.은 Bar Mill Line의 공정도이며 여기서 LH, SH는 수평 Mill을, LV, SV는 수직 Mill을 의미한다. 본고에서는 당사가 개발한 제품을 중심으로 제철 Plant의 고성능 DC 전동기 가변속 구동시스템에 대해

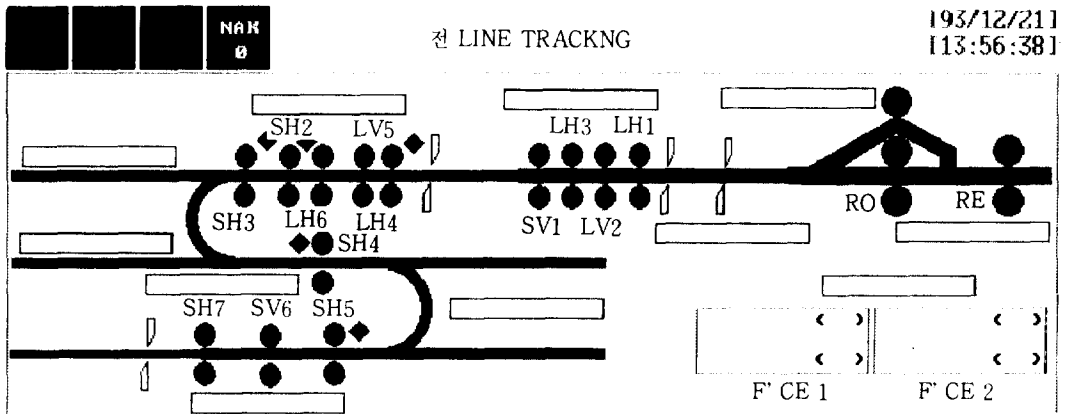


그림 1. MILL LINE 공정도

기술한다.

2. 통신제어 시스템

2.1 시스템의 구성

여러대의 전동기를 연동으로 제어하기 위해 호스트 컴퓨터인 DDC(Direct Digital Controller)에 DC 드라이브가 그림 2와 같이 1:N으로 연결된다. 각각의 DC 드라이브는 DDC로부터 기준속도, 기준전류 등을 수신하고, DC 드라이브는 전동기의 실제 속도, 전압, 전류 등을 DDC 또는 다른 station의 DC 드라이브에 전송하여 드라이브 상호간의 데이터를 공유하고 있다. 제철 플랜트에서 DC 드라이브는 상위 DDC와 수백 미터이상 떨어져 있으며 노이즈 등, 공장환경이 매우 취약하므로 이것을 고려한 통신 제어시스템의 설계가 필요하다.

그림. 3는 전동기 드라이브와 상위의 호스트 컴퓨터간의 데이터 통신을 위한 당사의 통신제어 구성도 이다. 통신을 담당하는 CPU는 SIU(Serial Interface Unit)가 내장된 통신전용 원칩 마이크로 프로세서인 인텔사의 8344를 사용하였으며 DC 드라이브측의 DSP와 DPRAM을 통해 메모리를 공유하고 있다. 프로토콜은 HDLC(High Level Data Link Communication)를 이용하였으며, 변조방식은 1MHz의 기본주파수를 데이터의 변화에 따라 주파수 분할하는 $f/2f$ 변조방식을 이용하였다. DPRAM의 double access에 대한 처리는 각각의 CPU가 DPRAM의 busy신호를 받아 인터럽트로

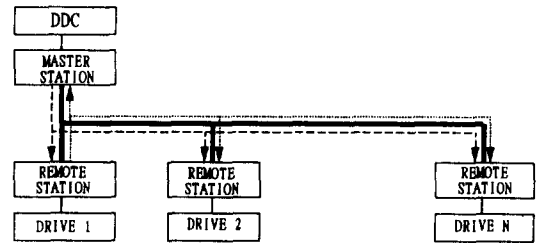


그림 2. DDC와의 NETWORK 구성

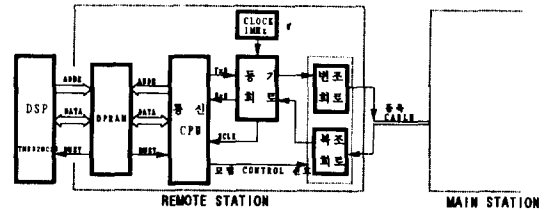


그림 3. 통신 CARD의 구성도

표 1. 통신 기본 사양

통신 Protocol	HDLC
Data Link	Multipoint
접속 방식	1:N(N=8)
접속 방식	반이중 Bit Serial
접속 속도	1 Mbps
접속 거리	최대 1Km
전송 Cable	Coaxial Cable
변조 방식	$f/2f$ (Biphase-M)
에러 검출	CRC (16bit)

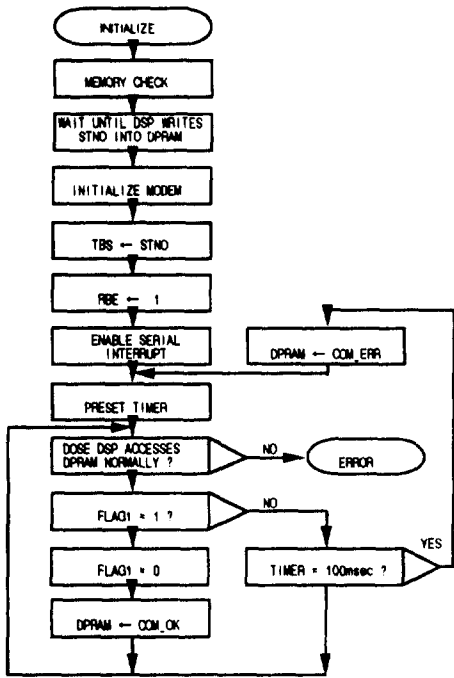


그림 4. (a) 8344 Main Program

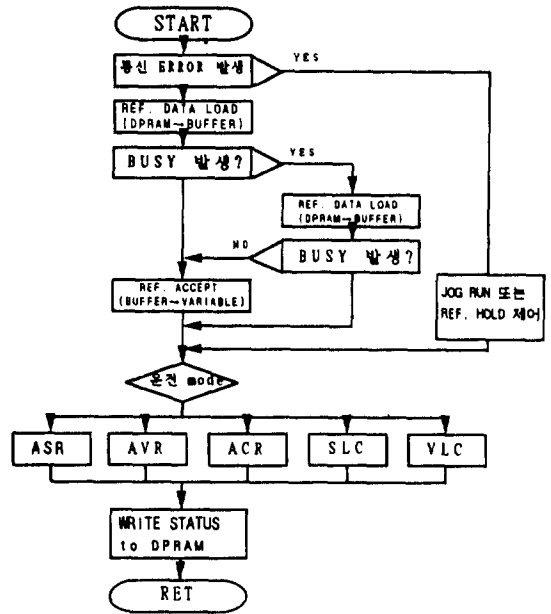


그림 4. (c) Converter 측 통신 Program

처리한다. 통신의 기본 사양은 표 1.과 같다.

2. 2 SOFTWARE 구성

그림 4.는 통신 CPU에서 수행하는 통신 제어 프로그램의 흐름도이다. 전송 데이터의 프레임 포맷은 nonbuffered 모드로 동작하도록 설정하였으며 그림 5와 같이 정의된다. Main 프로그램은 초기에 송수신버퍼의 시작번지와 버퍼 크기를 설정하며, 드라이브측의 CPU가 자기 고유의 station 번호인 STNO를 DPRAM에 저장하면 이것을 송신 버퍼의 첫번째 어드레스에 저장한다.

전송 데이터가 모뎀을 통해 수신 완료되면 SIU는 수신 버퍼에 정보를 저장시키고 그림 4(b)의 시리얼 인터럽트를 발생시킨다. 이 루틴에서는 수신된 정보의 첫번째 바이트가 드라이브 고유의 station 번호와 일치되면 수신된 정보중 데이터를 station번호와 대응되는 DPRAM의 수신 영역에 저장한다. 그리고 나서 전동기의 실제속도, 전압, 전류, 그리고 고장상태 등이 저장되어 있는 DPRAM송신 영역의 내용을 송신 버퍼에 저장한다.

송신 버퍼에 저장된 정보는 상위 DDC에 전송될 뿐만 아니라 동시에 서로 링크되어 있는 다른 sta-

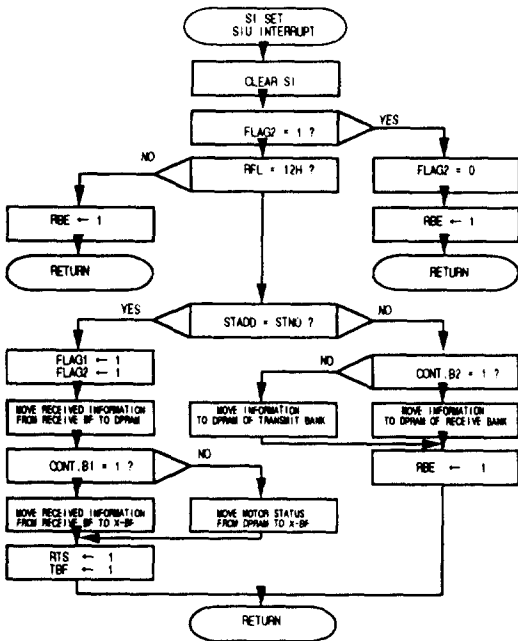


그림 4. (b) 8344 Serial Interrupt

tion의 드라이브에도 송신된다. 다른 station의 드라이브가 이러한 정보를 수신했을 때는 station번호가 일치하지 않으므로 컨트롤 워드의 내용에 따라 DPRAM의 수신 또는 송신 영역에 저장한다(그림 4(b)). 따라서 다른 드라이브측의 속도제어기 출력, 실제 전류등을 알 수 있어 Load balance 등의 연동제어에 매우 유용하게 사용할 수 있다.

3. 고성능 전류 제어

그림 6은 DC 전동기를 구동하는 Thyristor Converter의 전력회로도이다. 컨버터의 전류제어에 있어 빠른 전류응답성은 DC 전동기의 안정한 속도제어를 위해 필수적이다. 특히 축이 길어서 상당한 torsion을 갖는 압연기와 같은 부하의 안정한 속도제어를 위해서는 더욱 고성능의 전류제어기가 요구된다.

컨버터로 구동되는 DC 전동기는 컨버터의 출력 전압(또는 점호각), 전동기의 속도 및 정수에 따라 다르지만 일반적으로 정격전류의 약 10% 이하부터, 크게는 약 40% 정도까지 불연속 전류모드로 운전된다. 전류의 불연속 운전구간에서는 전류가 연속인 경우와는 달리 모델링이 어렵기 때문에 기존의 전류제어는 단지 연속 전류 운전모드만을 고려한 PI제어기를 사용하였다. 그러나 이러한 제어기는 전류의 불연속모드에서 컨버터의 비선형 특성때문에 전류응답성이 느려지게 되어 결과적으로 시스템의 동특성을 저하시킨다[2]. 이러한 단점은 전류의

OPEN	INFORMATION			FCS	CLOSE
	STNO	CONT	DATA		

OPEN: open flag 01111110
 STNO: station number
 CONT: control word
 DATA: data word
 FCS: Frame Check Sequence
 CLOSE: close flag 01111110

그림 5. Data Frame Format

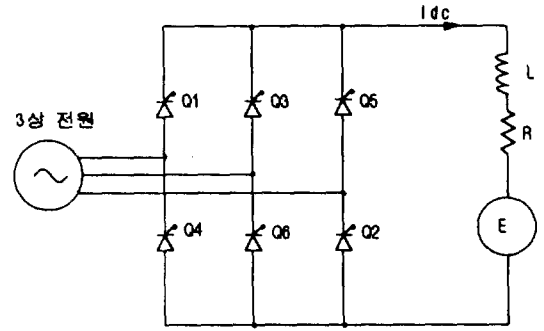


그림 6. CONVERTER

연속 및 불연속모드에 따라 전류제어기의 gain을 가변시키는 방법으로 크게 개선 될 수 있다[3].

컨버터의 이상적인 전류응답특성은 전류지령치가 변화했을 때 전류의 연속, 불연속모드에 상관없이 thyristor의 한 도통모드인 60° (2.77msec, 360Hz) 이내에 overshoot없이 전류지령치를 추종하는 것이다. 이러한 고성능의 전류 응답특성은 컨버터의 수학적 관계식을 기본으로 한 예측전류제어 방식으로 구현이 가능한데 이장에서는 이러한 고성능 전류제어방법에 대해서 소개한다.

3.1 CONVERTER의 수학적 MODEL

3.1.1 FIRING VOLTAGE/ CONVERTER CURRENT

그림 7에서 ($\alpha < \omega t < \beta$)의 구간에서 전원전압이 전동기에 가해지게 되는데 이것을 firing 전압 $V_{M1}(\omega t)$ 라고 정의하면, 단위함수를 사용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{M1}(\omega t) = V_p \sin(\omega t) \{u(t - \alpha) - u(t - \beta)\}$$

$$V_{ab}(\omega t) = V_p \sin(\omega t) \quad (1)$$

여기서

V_p 공급전원 최대값 [Volt]

ω 전원 주파수 [rad/sec]

u 단위 함수

α 점호각

β 소호각

선간전압, $V_{ab}(\omega t)$ 을 식(1)에 대한 source전압으로 이해하면 그림 6의 3상 컨버터에서는 공급전원의 한 주기동안 6개의 firing source전압이 존재한다. 이들 전압의 상순이 ABC로 회전한다면 thy-

ristor는 60°마다 1, 2, 3, 4, 5, 6의 순서로 ON되고, 이때 점호가 α는 실제로 30°(Maximum Rectification)부터 150°(Maximum Inversion)까지 제어된다. 식(1)의 전압이 전동기에 가해질때 다음의 전압방정식이 성립한다.

$$V_{M1}(\omega t) = Ri(\omega t) + \omega L \frac{di(\omega t)}{d(\omega t)} + E \quad (2)$$

여기서

R 전기자 + line저항

L 전기자 + line인덕턴스(H)

E 속도 유기기전력(Volt)

주어진 α에 대해서 식(2)의 해를 구하면 다음과 같이 표현된다.

$$i_{\alpha}(\omega t) = I_p \sin(\omega t - \theta) - \frac{E}{R} - [I_p \sin(\alpha - \theta) - I_o - \frac{E}{R}] e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\Phi}} \quad (3)$$

$I_o = I(\omega t = \alpha)$: 초기값 전류

$I_p \sin(\omega t - \theta)$: 전원에 의한 전류

$\frac{E}{R}$: 유기기전력에 의한 전류

$[\dots] e^{-\frac{(\omega t - \alpha)}{\Phi}}$: 과도 전류

$\Phi = \omega L / R$

$\theta = \tan^{-1}(\Phi)$

$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$

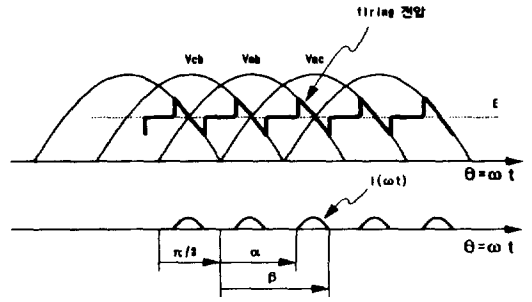
$I_p = V_p / Z$

3.1.2 예측전류제어기 1. [5][6][7]

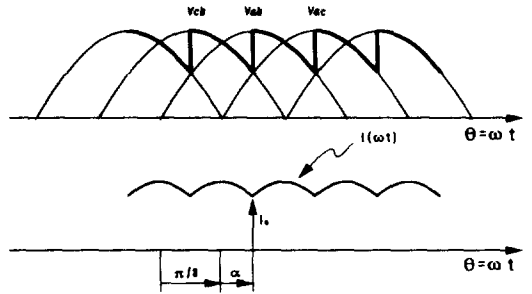
식(3)은 $\alpha < \omega t < \beta$ (연속전류모드의 경우 $\beta = \alpha + \pi/3$)의 구간에서는 실제 전동기에 흐르는 순시 전류를 표현하고 있으나, $\omega t \leq \alpha$ 의 모든 구간에서는 주어진 α에 대한 초기값 전류(그림 7)를 의미하는 것으로 이해할 수 있다. 그림 8은 이러한 개념을 이용한 예측전류 제어기의 구성도이다. 각 블록의 동작은 다음과 같다.

연산부에서는 3상공급전원으로부터 현재의 Firing source 전압모드를 알고 있으며, 따라서 전류지령치(속도제어기의 출력)에 대응한 점호각 α에 대해 다음 모드의 source 전압을 기준으로 식(3)의 전류를 realtime(약 50μsec 주기)으로 계산한다.

비교부에서는 연산부에서 계산한 예측전류와 피드백된 순시 전기자 전류값을 비교하여 이 두값이



(a) 불연속 전류모드



(b) 연속 전류모드

그림 7. CONVERTER 전압, 전류 파형

같을 때, 즉 실제의 전기자 전류가, 다음 firing source 전압을 기준으로 한 $\omega t = \alpha$ 에서의 전류값 I_o (그림 7)일때 이 소스전압과 대응되는 thyristor를 ON 시킨다. 한편 전동기 정수값을 잘못 setting 하면 계산된 예측전류의 오차로 인해 정상상태에러가 존재하게 되는데 보정부에서는 이것을 보정한다. 실제로 현장에서는 전동기 전기 정수를 정확히 알 수 없기 때문에 이와같은 보정부는 반드시 필요하다.

이러한 제어방식은 제어기의 구조가 간단하고 제어기의 계산을 조정할 필요가 없다는 장점을 가지고 있으나 계산량이 많고, 전류의 순시값 제어를 위해서는 전류제어의 샘플링 타임이 빨라야 한다(약 50μsec 정도). 따라서 DSP 같은 고성능의 CPU를 필요로 한다. 또한 전기자 전류의 순시값 검출을 위해 DCCT가 필수적이며 DCCT의 출력에 필터의 사용제약으로 전류 피드백의 노이즈에 비교적 취약하다.

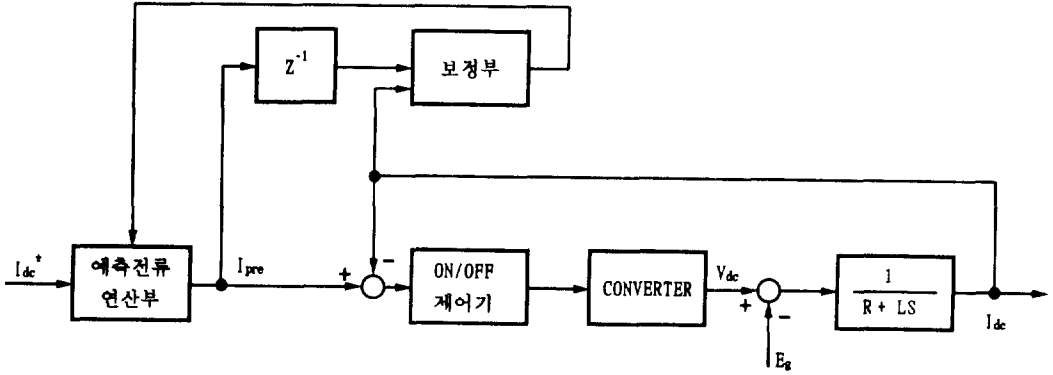


그림 8. 예측전류 제어기(Type I)의 구성도

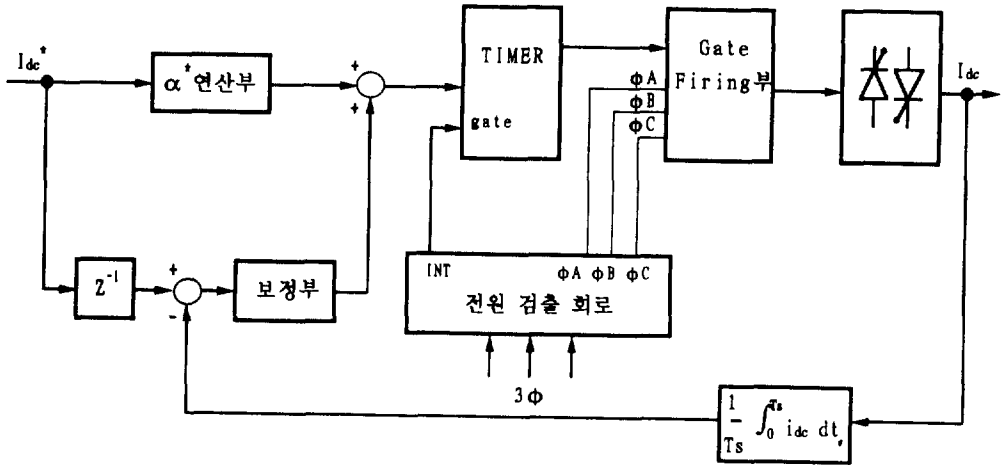


그림 9. 예측전류 제어기(Type II)의 구성도

3.1.3 예측전류제어기 II. [8][9]

그림 9는 다른형태의 예측전류제어기의 구성도이다. 점호각 연산부에서는 전류지령치에 대한 점호각 α 를 다음과 같이 연산한다.

$$\alpha = \begin{cases} \cos^{-1} \frac{\pi(E + RI_{ref} + \Delta IK_d)}{3V_p} & I > I_{oc} \\ \cos^{-1} \frac{E}{V_p} + \frac{\pi}{6} \left(1 - \frac{I_{ref}}{I_{\infty}}\right)^{\frac{1}{3}} & I > I_{oc} \end{cases} \quad (4)$$

여기서

$$I_{\infty} = \frac{E}{11.25\omega L}$$

I : 60° 동안의 평균치

이때 계산된 α 의 값이 $0^\circ \sim 59^\circ$, $60^\circ \sim 119^\circ$, 120°

$\sim 179^\circ$, $180^\circ \sim 239^\circ$ 의 구간중 어디에 속하는가에 따라 MO, MI이 표 1과 같이 정의되고 α 는 $0^\circ \sim 59^\circ$ 의 값으로 정정되어 타이머에 저장된다. 따라서 타이머에는 항상 $0^\circ \sim 59^\circ$ 의 범위값만을 저장하고 있다. 이 타이머값은 전원검출회로에서 60° 마다 발생하는 INT 신호에 의해 다운 카운팅을 개시 하게 된다. 타이머가 영이되면 게이팅 로직부에서는 표 2의 로직에 의해 적절한 thyristor를 ON 시킨다. Φ_A , Φ_B , Φ_C 는 현재의 firing source전원을 나타낸다. 예를 들면 $\Phi_A = 1$, $\Phi_B = 0$, $\Phi_C = 0$ 이라면 전류제어를 위한 firing source전압은 V_{ab} , V_{cb} , V_{ca} 가 사용되어진다. 즉 연산부에서 계산된 α 의 범위가 $0^\circ \sim 59^\circ$ 라면 V_{ab} 가, $60^\circ \sim 119^\circ$ 의 범위면 V_{cb} 가, $120^\circ \sim 179^\circ$ 의 범위면 V_{ca} 에 gating하게되며, $180^\circ \sim 239^\circ$ 의 범

표 2. Firing Control의 진리표

INPUT		OUTPUT						DESCRIPTION				
M1	M	ΦA	ΦB	ΦC	SCR1	SCR2	SCR3	SCR4	SCR5	SCR6	Firing Source 전압	점호자
0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	Vcb	0°~60°
0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	Vab	
0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	Vac	
0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	Vbc	
0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	Vba	
0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	Vca	
0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	Vcb	
0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	Vab	60°~120°
0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	Vac	
0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	Vbc	
0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	Vba	
0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	Vca	
0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	Vcb	
0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	Vab	
1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	Vac	120°~180°
1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	Vbc	
1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	Vba	
1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	Vca	
1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	Vcb	
1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	Vab	
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	Vac	
OTHERS		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-

위는 게이팅이 무시된다.

이 방식 역시 전동기 정수값을 잘못 setting하면 계산된 α값의 오차로 인해 정상상태 에러가 존재하게 된다. 이것을 해결하기 위해 전류의 연속, 불연속 모드에 따라 가변 gain을 갖는 PI 제어를 추가하면 좋은 결과를 얻을 수 있다. 이 전류제어기는 2.78msec(공급전원 60Hz의 경우)의 sampling 주기로도 양호한 결과를 얻을 수 있다.

그림 10은 지금까지 설명한 예측전류제어기의 실제 시험한 결과들이다. 보이는 바와 같이 2.78msec

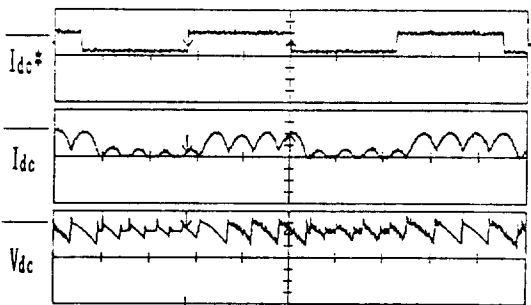


그림 10. 전류 응답 특성 (전류기준값 변화 주기: 11msec)

이내에 overshoot 없이 지령치를 추종하는 것을 알 수 있다.

4. 속도 제어

4.1 SHAFT VIBRATION CONTROL

Mill drive의 속도 제어 시스템은 그림 11과 같은 multi-mass형태의 부하구조로 인한 축의 기계적 공진 현상을 수반하게 된다. 일반적으로 압연기에서 사용되는 spindle의 기계적 공진 주파수는 수 Hz~수십 Hz로, 이러한 주파수에서 속도제어기는 매우 불안정 하게 된다[11]. 이 문제를 해결하기 위해 종래에는 속도 제어기의 gain을 낮추는 등의 초보적인 방법을 사용하였으나, 이러한 방법은 만족할 만한 응답특성을 얻을 수 없었다. 최근에는 DSP 및 현대제어이론을 응용하여 이 문제점을 개선하고 있으며, 이것에 대한 많은 연구가 계속되고 있다[11][12].

그림 12는 multi-mass의 부하구조를 two-mass로 모델링 하고, observer를 이용해서 축진동을 제어하는 한 예를 보인다. 그림 13(b)은 그림 12의 방법으로 당사가 산학을 통해 얻은 결과이다. 속도 제어계의 안정성이 크게 개선됨을 알 수 있다.

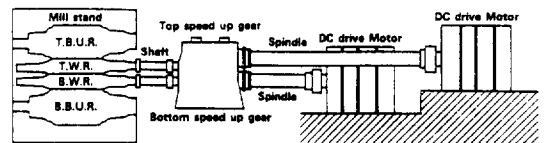


그림 11. MILL STAND의 기계적 구조

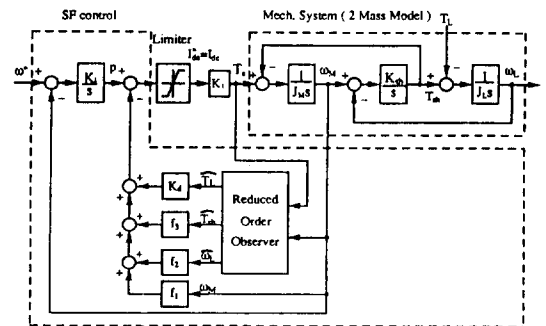


그림 12. 축진동 속도제어기

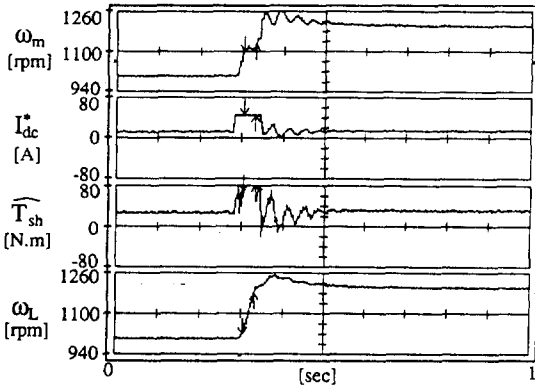
5. 결론

지금까지 Mill 구동용 DC 전동기 구동시스템에 대해서 살펴보았다. 전동기의 연동제어에 매우 유용하게 사용할 수 있는 HDLC 프로토콜의 통신 제어 구조, 그리고 고성능 전류 응답특성을 얻을 수 있는 예측전류제어의 알고리즘에 대해서 소개하였으며, 여러 부하조건에 따른 안전한 속도 제어를 위한 제어방법의 기본 개념에 대해서도 소개하였다.

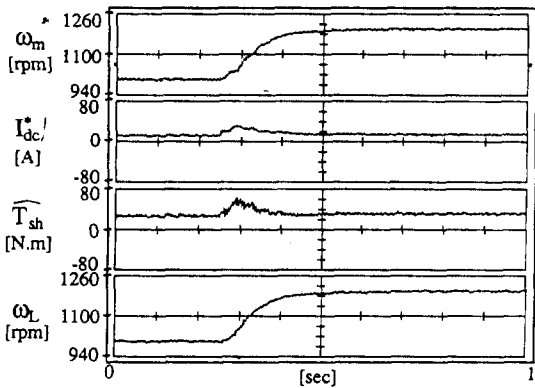
전술한 바와 같이 Mill 구동용 DC 전동기 구동시스템은 그의 보수적 경향으로 AC로 대체되기 전까지 오랫동안 사용될 것이지만 AC로의 대체는 필연적이라고 생각된다. Mill 구동 AC Drive 역시 전량 외국 제품에 의존하고 있어 기간산업의 대외 의존도를 심화시키고 있는 실정으로 고성능 AC Drive에 대한 국산화가 절실히 요구된다.

참 고 문 헌

- [1] G. Kuebler, "Mill Drives Battle : AC vs. DC", MetalProducing, vol. 33, pp. 29-53, Nov. 1993.
- [2] G. Joos and E.D. Goodman, "Modeling the Discontinuous Conduction Mode in Converter-fed Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, no 1, pp. 274-278, 1985.
- [3] G. Joos and T.H.B arton, "Four-quadrant DC Variable Speed Drives Design," IEEE. Proc., Vol. 63, pp. 1660-1668, Dec. 1975.
- [4] Toshiaro J. Takeuchi, Theory of SCR Circuit and Application to Motor Control, TOKYO ELECTRICAL ENGINEERING COLLEGE PRESS, 1968.
- [5] R.Kennel and D.Schroder, "Predictive Control Strategy for Converters," IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives, pp. 415-422, 1983.
- [6] D.Schroder, H.Warmer, "Predictive Speed and Current control for D.C. Drives," EPE FIRENZE, vol. 2, pp. 108-113,



(a) PI 제어기



(b) 상태궤환 제어기

그림 13. 속도 응답특성

4.2 속도 제어기의 Gain 보상

속도 제어기는 PI 제어기를 기본으로 여러 운전 조건에 따라 PI Gain이 가변되는 구조를 가지고 있다. 이 기능을 간략히 설명하면 다음과 같다. 속도 제어기의 Gain은 2단계로 설정 가능한 구조를 가지며, 따라서 재료가 처음 Roll에 진입할 때와 같이 급격한 부하가 예측되는 경우 높은 Gain으로 운전되고 정상 압연모드로 되면 정상 Gain으로 운전된다. 또한 전동기가 속도검출의 sampling time 동안 약 1개 정도 pulse가 검출되는 초저속으로 운전될 때, 그리고 경부하시 전류 지령치가 정(+), 부(-)로 진동하여 제어계가 불안정할 때는 속도 제어기의 Gain을 자동적으로 감소시켜 제어계를 안정시킨다. 역으로, 약제자 영역에서는 응답특성을 개선하기 위해 Gain을 증가시키는 구조로 되어 있다.

- 1991.
- [7] 지준근외, "예측 전류 제어기를 사용하는 압연용 직류전동기 구동 시스템," 대한전기학회 논문지, vol.41, no.12, pp. 1387-1396, Dec. 1992.
 - [8] T.D.Collings and W.J.Wilson, "A Fast - Response Current Controller for Microprocessor -based SCR -dc Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-27, no. 5, pp. 921-927, Sep./Oct. 1991.
 - [9] P.C.Tang, S.S.Lu, and Y.C.Wu, "Microprocessor -Based Design of a Firing Circuit for Three -Phase Full -Wave Thyristor Dual Converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IE-29, no. 1, pp. 67-73, Feb. 1982.
 - [10] L.A.Schlabach, "Conduction Limits of a Three-phase Controlled Converter in Inversion," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, pp. 298-303, Mar./Apr. 1986.
 - [11] T.HARKAWA and T.KAWAGUCHI, "Digital Control in Iron and Steelmaking Processes", Automatica, vol 29, no. 5, pp. 1185-1202, 1993.
 - [12] 송 승호, "A Speed Controller for Torsional Vibration Suppression of 2-mass Motor Drive System," 서울대학교, 석사학위 논문, 1993년 2월.



김경환(金景煥)

1960년 8월 14일생. 1983년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동대학원 전기공학과 졸업(석사).

1985~1990년 효성중공업 기술연구소 근무. 현재 POSCON 기술연구소, 전력전자 Gr. 근무