

매트릭스 컨버터를 사용한 네트워크 기반 천정형 크레인 제어 시스템

李弘熙[†], 全泰園[†]

Network-Based Overhead Crane Control System Using Matrix Converters

Hong-Hee Lee, and Tae-Won Chun

요 약

본 논문은 CAN을 사용하여 매트릭스 컨버터로 구동되는 천정형 크레인의 총괄제어 기법을 제시하였다. 크레인의 갠추리, 트롤리 및 호이스트 구동용으로 4개 매트릭스 컨버터-유도전동기 구동장치를 직접토크 기법으로 위치 제어한다. 위치제어 알고리즘과 CAN을 사용한 크레인의 총괄제어 기법을 제시하고, 시뮬레이션 및 실험을 통하여 매트릭스 컨버터-유도전동기로 구동되는 크레인의 위치제어 성능을 확인한다.

ABSTRACT

This paper presents supervisor control methods at a matrix converter controlled overhead crane system based on a controller area network (CAN). Four induction motors are used to drive the gantry, trolley, and hoist at the crane and each motor is controlled by the matrix converter with direct torque control (DTC). Both the position control algorithm and the supervisor control system using CAN are introduced. Simulation and experimental results are carried out to verify the performance of position control at the matrix converter controlled crane system.

Key Words : Direct torque control, Matrix converter, Overhead crane, Controller area network (CAN)

1. 서 론

크레인은 물건을 다른 지역으로 이동시키는 것으로 사용목적 및 크레인의 형식과 운동방식 등에 따라 종류가 매우 많으며, 그 중 천정형 크레인 (overhead crane)이 가장 흔히 사용되는 것이다. 이 천정형 크레인은 공장·창고 등의 천장 부분에 설치하며 서로 마주보는 벽을 따라 레일을 부설하고, 갠추리 (gantry)가 양쪽 벽에 따라 크레인을 이동시킨다. 그리고 이 레일에 직각으로 주행하는 빔을 걸치고, 이 빔에 호이스

트 (hoist) 및 횡행장치를 갖는 트롤리(trolley)가 부설되어 호이스트에서 후크(hook)를 내려서 중량물을 끌어올린다.

따라서 천정형 크레인이 원하는 위치로 물건을 이동시키기 위하여 좌우 갠추리, 트롤리 및 호이스트 등에 4개의 전동기 구동장치를 설치하고, 3차원으로 각 전동기의 위치제어를 수행하여야 한다. 이렇게 서로 연관성이 있는 전동기 구동시스템을 모두 네트워크로 연결하여 호스트 컴퓨터에서 총괄 제어하는 시스템을 구축하는 것이 많은 장점을 가지고 있다. 즉 네트워크로 여러 전동기를 종합적으로 제어함으로써 이 크레인을 최단 경로로 제어하는 등 크레인의 운전 효율을 향상시킬 수 있다. 또한 호스트 컴퓨터에서 각 전동기의 동작 상태를 모니터링 할 수 있으므로 고장진단을 신속히 이루어질 수 있어 신뢰성을 향상시키면서 유지

[†]교신저자 : 정회원, 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수
E-mail : twchun@mail.ulsan.ac.kr
정회원, 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수
접수일자 : 2009. 8. 13 1차 심사 : 2009. 9. 5
2차 심사 : 2009. 10. 12 심사완료 : 2009. 11. 16

보수비용도 절감할 수 있다. 그런데 이 여기에 네트워킹으로 컨테이너 크레인의 최적운용 기법을 발표되었으나^[1] 필드부스의 일종인 Profibus-DP를 사용한 네트워킹 방법만 기술하였다. 참고문헌 [2]는 천정형 크레인의 최적 경로를 오프라인 및 온라인으로 찾아내는 방식을 제시하였으나, 실제 크레인을 이 최적경로로 제어하는 방법은 언급되지 않았다. 이 외에 크레인 관련 연구 대부분이 크레인의 동작을 수학적으로 모델링한 후 퍼지나 슬라이딩 모드 등을 사용하여 스윙을 억제하는 기법에 집중되어 있으므로 천정형 크레인 구동장치의 총괄제어 및 감시하는 방법에 대한 연구가 그 중요성에 비하여 상당히 미흡한 실정이다^[3-5].

한편 천정형 크레인 구동장치는 권선형 유도전동기의 회전자에 연결된 외부 회전자 저항값을 단계적으로 조절하여 전동기 속도를 제어하는 방식에서 유도전동기를 벡터제어로 속도 및 위치를 제어하는 방식으로 발전되어왔다^[6]. 그런데 벡터제어 유도전동기 구동시스템의 반도체 전력회로는 일반적으로 다이오드 정류기/평활용 커패시터/PWM인버터 등으로 구성되어 있다. 이 전력회로는 전원에서 전동기로만 에너지가 공급되고, 주기적으로 교체가 필요한 평활용 커패시터 및 출력단 LC필터 필요하다는 단점이 있다.

따라서 수년전부터 교류/교류 전력변환기인 매트릭스 컨버터가 주목받기 시작하였다. 이 매트릭스 컨버터는 기존의 인버터 시스템과 비교하면 스위칭 소자가 많고, 입력 측 LC필터가 필요하며 출력전압의 증폭률이 낮다는 단점이 있다. 그러나 입력전류와 출력전압 파형이 거의 정현파이고 평활용 커패시터가 필요 없으며, 양방향 에너지 전달 기능, 전원 측의 단위 역률 제어 가능 등 많은 장점 때문에 산업설비에서 점차 사용범위가 확대되고 있는 추세이다^[7].

본 논문에서는 이 매트릭스 컨버터를 유도전동기의 직접토크제어(DTC : Direct torque control)에 적용한다. 기존의 DTC는 전동기 고정자 자속 및 토크만 제어하지만 매트릭스 컨버터의 중요한 장점인 역률제어까지 포함시킨다. 그리고 천정형 크레인의 2개 갠추리, 트롤리 및 호이스트 구동용으로 매트릭스 컨버터-유도전동기 DTC 시스템을 사용하고, 4개 구동장치를 필드버스 중 CAN으로 연결하여 총괄 위치제어 및 동작상태 모니터링하는 시스템을 개발한다.

2. 매트릭스 컨버터 제어

2.1 매트릭스 컨버터 동작 특성

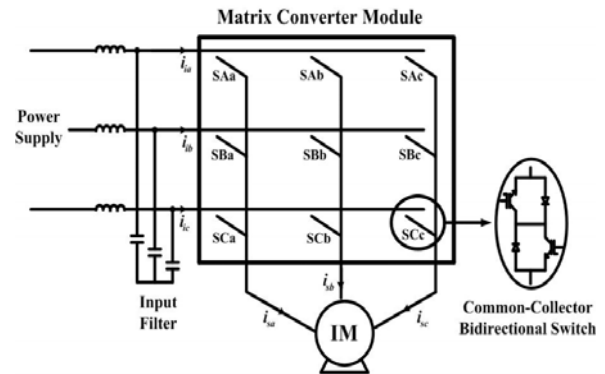


그림 1 3상 매트릭스 컨버터 구조
Fig. 1 Configuration of 3-phase matrix converter

그림 1은 9개의 양방향 반도체 스위칭소자로 구성된 유도전동기제어용 3상 매트릭스 컨버터의 구조이며, 이 스위칭 소자로 27개의 스위칭 상태를 나타낼 수 있다.

표 1은 스위칭상태에 따라 출력 3상단자와 입력 3상단자의 연결 상태, 출력 상전압의 크기 및 위상각 α_0 , 입력전류의 크기 및 위상각 β 를 보인 것이다. 이 스위칭상태를 3개의 그룹으로 나눌 수 있다. 그룹 1은 2개의 출력단자가 3상 입력단자 중 1개와 연결되었을 경우이며, 18개의 스위칭 상태에 따라 60° 간격으로 6개의 유효 출력전압벡터 및 입력전류 벡터를 생성시킬 수 있다. 그룹 2는 3상 출력단자가 한 개의 입력단자에 같이 연결된 상태로, 영 전압벡터 또는 영 전류벡터를 발생시킬 수 있다. 그룹 3은 3상 출력단자가 각각 다른 상의 입력단자와 연결되며, 공간벡터 변조 등에서 스위칭 패턴에 포함되지 않는다.

그림 2는 기준 출력 전압벡터와 입력 전류벡터의 위상도를 보인 것이다. 그림 2(a)에서 섹터 1에 있는 기준 출력 전압벡터는 표 1에서 스위칭 모드 +1 또는 +2 또는 +3으로 생성되는 전압벡터 \vec{v}_0' 와 스위칭 모드 +7 또는 +8 또는 +9로 생성되는 전압벡터 \vec{v}_0'' 의 조합으로 발생시킨다. 그림 2(b)에서 섹터 1에 있는 입력 전류벡터는 스위칭 모드 +1 또는 +4 또는 +7로 생성되는 전류벡터 \vec{i}_i' 와 스위칭 모드 +3 또는 +6 또는 +9로 생성되는 전류벡터 \vec{i}_i'' 의 조합으로 만들 수 있다. 다른 섹터에 위치하는 기준 출력전압 벡터와 입력 전류벡터도 같은 방법으로 발생시킬 수 있다.

2.2 매트릭스 컨버터의 직접토크 제어

근래에 매트릭스 컨버터 유도전동기 구동시스템에 이 벡터제어기법이 적용되었다. 이 매트릭스 컨버터에

표 1 매트릭스 컨버터의 스위칭 패턴

Table 1 Possible switching patterns of matrix converter

Group	Vector	A	B	C	V_s	α_0	i_i	β_i
I	+1 _{MC}	a	b	b	$(2/3)V_{ab}$	0	$(2/\sqrt{3})i_{sa}$	$-\pi/6$
	-1 _{MC}	b	a	a	$-(2/3)V_{ab}$	0	$-(2/\sqrt{3})i_{sa}$	$-\pi/6$
	+2 _{MC}	b	c	c	$(2/3)V_{bc}$	0	$(2/\sqrt{3})i_{sa}$	$\pi/2$
	-2 _{MC}	c	b	b	$-(2/3)V_{bc}$	0	$-(2/\sqrt{3})i_{sa}$	$\pi/2$
	+3 _{MC}	c	a	a	$(2/3)V_{ca}$	0	$(2/\sqrt{3})i_{sa}$	$7\pi/6$
	-3 _{MC}	a	c	c	$-(2/3)V_{ca}$	0	$-(2/\sqrt{3})i_{sa}$	$7\pi/6$
	+4 _{MC}	b	a	b	$(2/3)V_{ab}$	$2\pi/3$	$(2/\sqrt{3})i_{sb}$	$-\pi/6$
	-4 _{MC}	a	b	a	$-(2/3)V_{ab}$	$2\pi/3$	$-(2/\sqrt{3})i_{sb}$	$-\pi/6$
	+5 _{MC}	c	b	c	$(2/3)V_{bc}$	$2\pi/3$	$(2/\sqrt{3})i_{sb}$	$\pi/2$
	-5 _{MC}	b	c	b	$-(2/3)V_{bc}$	$2\pi/3$	$-(2/\sqrt{3})i_{sb}$	$\pi/2$
	+6 _{MC}	a	c	a	$(2/3)V_{ca}$	$2\pi/3$	$(2/\sqrt{3})i_{sb}$	$7\pi/6$
	-6 _{MC}	c	a	c	$-(2/3)V_{ca}$	$2\pi/3$	$-(2/\sqrt{3})i_{sb}$	$7\pi/6$
	+7 _{MC}	b	b	a	$(2/3)V_{ab}$	$4\pi/3$	$(2/\sqrt{3})i_{sc}$	$-\pi/6$
	-7 _{MC}	a	a	b	$-(2/3)V_{ab}$	$4\pi/3$	$-(2/\sqrt{3})i_{sc}$	$-\pi/6$
	+8 _{MC}	c	c	b	$(2/3)V_{bc}$	$4\pi/3$	$(2/\sqrt{3})i_{sc}$	$\pi/2$
-8 _{MC}	b	b	c	$-(2/3)V_{bc}$	$4\pi/3$	$-(2/\sqrt{3})i_{sc}$	$\pi/2$	
+9 _{MC}	a	a	c	$(2/3)V_{ca}$	$4\pi/3$	$(2/\sqrt{3})i_{sc}$	$7\pi/6$	
-9 _{MC}	c	c	a	$-(2/3)V_{ca}$	$4\pi/3$	$-(2/\sqrt{3})i_{sc}$	$7\pi/6$	
II	0 _a	a	a	a	0	-	0	-
	0 _b	b	b	b	0	-	0	-
	0 _c	c	c	c	0	-	0	-
III	x	a	b	c	x	x	x	x
	x	a	c	b	x	x	x	x
	x	b	a	c	x	x	x	x
	x	b	c	a	x	x	x	x
	x	c	a	b	x	x	x	x
	x	c	b	a	x	x	x	x

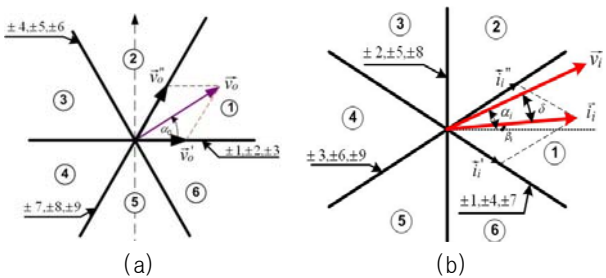


그림 2 출력 전압 및 입력전류 벡터도 : (a)출력 상전압벡터 (b) 입력 전류벡터

Fig. 2 Output voltage and input current vectors : (a) output voltage vector (b) input current vector

서 적용하는 벡터제어루프는 기존의 PWM인버터에서 사용한 벡터제어루프에서 공간벡터 변조방법 외에는 거의 동일하다. 즉, PWM인버터에서는 기준 출력 상전

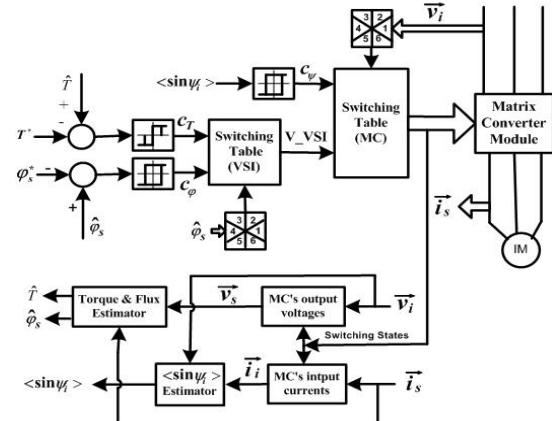


그림 3 매트릭스 컨버터의 직접벡터제어 블록도

Fig. 3 Block diagram of DTC method for matrix converter

압만으로 공간벡터 변조하지만, 매트릭스 컨버터는 이 출력전압뿐만 아니라 입력 전원쪽 역률까지 제어를 하여야 한다^[8]. 그런데 벡터제어기법은 회전자저항의 변화 등 유도전동기 파라미터의 변화에 대해 제어 성능이 많이 영향을 받는다.

따라서 본 논문에서는 벡터제어에 비하여 토크 응답 특성이 더 우수하고 전동기 파라미터의 영향을 적게 받으면서 제어루프가 간단한 직접토크제어 (DTC : Direct torque control)를 사용한다. 또한 이 매트릭스 컨버터용 공간벡터 변조기법은 직접 변조기법과 간접 변조기법으로 나뉘어 지며, 두 기법 중 직접 공간벡터 변조방식으로 유도전동기의 벡터제어와 입력전원 측에서 역률 제어를 동시에 수행한다^{[9][10]}. 그림 3은 직접 공간벡터 변조방식을 사용한 매트릭스컨버터의 직접벡터제어 블록도이다^{[11][12]}. 입력 3상 전원 전압과 인버터 출력전류 즉 전동기 입력전류를 검출한 후, 표 1을 사용하여 매트릭스 컨버터의 스위칭상태와 검출한 입력전원전압 및 출력전류로 3상 입력 전원전류 및 인버터 출력전압 각각 계산한다. 그리고 전동기 입력전압 및 전류값으로 다음 식을 사용하여 고정자 자속과 위상각 및 토크를 계산한다^[13].

$$\hat{\varphi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (1)$$

$$\vartheta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{qs}}{\varphi_{ds}} \right) \quad (2)$$

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (3)$$

이 고정자 자속 및 토크은 기준 고정자 자속과 토크를 중심으로 고정자 자속 및 토크 히스테리시스 밴

표 2 DTC를 위한 스위칭 패턴
Table 2 Switching patterns for DTC

Sector of v_i	1		2		3		4		5		6	
C_{ψ}	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	-1
V_{1-vsi}	-3 _{MC}	+1 _{MC}	+2 _{MC}	-3 _{MC}	-1 _{MC}	+2 _{MC}	+3 _{MC}	-1 _{MC}	-2 _{MC}	+3 _{MC}	+1 _{MC}	-2 _{MC}
V_{2-vsi}	+9 _{MC}	-7 _{MC}	-8 _{MC}	+9 _{MC}	+7 _{MC}	-8 _{MC}	-9 _{MC}	+7 _{MC}	+8 _{MC}	-9 _{MC}	-7 _{MC}	+8 _{MC}
V_{3-vsi}	-6 _{MC}	+4 _{MC}	+5 _{MC}	-6 _{MC}	-4 _{MC}	+5 _{MC}	+6 _{MC}	-4 _{MC}	-5 _{MC}	+6 _{MC}	+4 _{MC}	-5 _{MC}
V_{4-vsi}	+3 _{MC}	-1 _{MC}	-2 _{MC}	+3 _{MC}	+1 _{MC}	-2 _{MC}	-3 _{MC}	+1 _{MC}	+2 _{MC}	-3 _{MC}	-1 _{MC}	+2 _{MC}
V_{5-vsi}	-9 _{MC}	+7 _{MC}	+8 _{MC}	-9 _{MC}	-7 _{MC}	+8 _{MC}	+9 _{MC}	-7 _{MC}	-8 _{MC}	+9 _{MC}	+7 _{MC}	-8 _{MC}
V_{6-vsi}	+6 _{MC}	-4 _{MC}	-5 _{MC}	+6 _{MC}	+4 _{MC}	-5 _{MC}	-6 _{MC}	+4 _{MC}	+5 _{MC}	-6 _{MC}	-4 _{MC}	+5 _{MC}

드 내에서 각각 제어하기 위하여, 고정자 자속벡터가 위치한 섹터와 스위칭 테이블을 토대로 스위칭 패턴을 결정한다. 이렇게 고정자 자속 및 토크를 제어하는 방법은 기존의 DTC와 동일하지만, 여기에 매트릭스 컨버터의 중요한 장점인 역률 제어가 포함된다. 입력 전압과 전류의 위상각 ψ_i 의 sine값을 계산하고, 이 값이 0이 되도록 즉 단위 역률이 되도록 스위칭 패턴을 조정한다. 표 2는 고정자 자속 및 토크를 기준값을 중심으로 각 히스테리시스밴드 내에서 각각 제어하면서 $\sin\psi_i$ 를 0으로 조정하기 위하여, 입력전압벡터가 위치한 섹터 (그림 2(b) 참조)와 기준전압 벡터에 대한 스위칭 패턴을 보인 것이다.

그림 3에서 보는 바와 같이 유도전동기 직접토크 제어에는 전류와 토크 제어가 없으므로 제어루프가 상당히 간단하며 토크를 직접 제어하므로 토크의 응답 특성이 우수하다는 장점 들이 있다. 그러나 전동기 속도, 부하토크 및 두 히스테리시스 밴드 폭에 따라 매트릭스 컨버터의 스위칭주파수가 많이 변화된다는 문제점이 있다. 이 인버터의 스위칭주파수와 토크리플 성분을 고려하여 고정자자속 및 토크의 히스테리시스 밴드는 각 정격치의 5%로 정하였다.

3. 천정형 크레인의 총괄제어 및 감시

그림 4는 천정형 크레인에서 CAN으로 갠추리와 트롤리의 위치 및 호이스트 높이를 총괄제어를 하기 위하여 호스트 컴퓨터와 각 구동장치 간에 통신하기 위한 네트워크 구성도이다. 총괄제어를 위한 호스트 컴퓨터에서는 갠추리 및 트롤리의 기준위치 값과 호이스트의 기준높이 값을 4개 구동장치로 전송한다. 여기서 좌우 갠추리는 같은 위치로 제어되어야 하므로 갠추리의 기준 위치값은 좌우 갠추리 제어보드에 같이 전송한다. 한편 4개 전동기 제어보드에서 측정된 실제 위치 또는 높이 값과 함께 전동기 구동 시작/정지 상태,

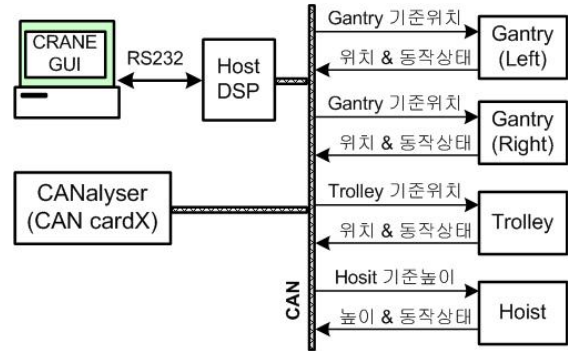


그림 4 천정형 크레인의 네트워크 구성
Fig. 4 Network structure of overhead crane

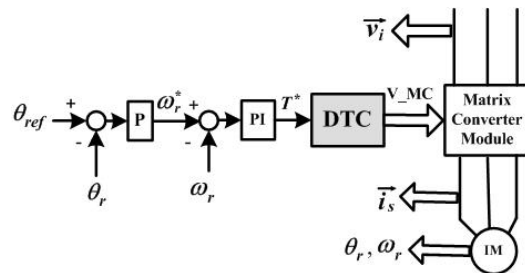


그림 5 매트릭스 컨버터-유도전동기 위치제어
Fig. 5 Position control of induction motor fed by matrix converter

구동장치 정상/고장 상태, 실제위치가 기준위치에 도달하였는지/도달하는 과정인지 등을 포함한 각 크레인 구동장치의 동작상태 정보를 CAN 네트워크를 거쳐 호스트 DSP로 전달된다.

이 호스트 DSP는 호스트 컴퓨터와 각 구동장치사이에 통신하기 위한 것으로 CAN과 직렬통신 기능이 내장된 32-비트 DSP TMS320F2812를 사용하며, 4개의 구동장치로부터 전송받은 정보를 4개 패키지로 정리하여 RS232C 직렬통신으로 호스트 컴퓨터로 전송한다. 호스트컴퓨터는 크레인 구동장치에 기준 위치 및 높이 값을 전송하면서 전송받은 갠추리 및 트롤리의 위치 값, 호이스트 높이 값과 함께 각 구동장치의 동작상태를 모니터링한다. 한편 이 CAN의 전송속도는 2Mbps이며 전송매체는 쌍꼬임선을 사용한다.

4. 크레인 위치제어 및 시뮬레이션 결과

천정형 크레인에서 매트릭스 컨버터-유도전동기 시스템의 DTC기법으로 좌우 갠추리 2개 및 트롤리의 위치와 호이스트 높이를 각각 제어를 위한 위치제어 루프는 그림 5와 같다. 위치제어기의 출력이 기준속도

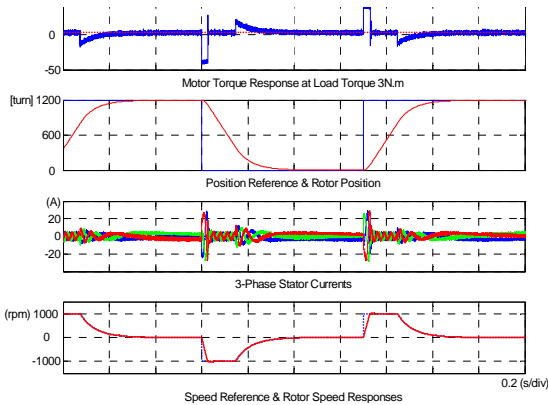


그림 6 위치제어 시뮬레이션 결과
Fig. 6 Simulation results of position control

가 되며 속도제어기를 거쳐 DTC의 입력인 기준토크를 발생한다. 여기서 위치제어는 비례(P)제어기를 속도제어기는 비례적분(PI) 제어기를 각각 사용한다.

Matlab/simulink를 이용하여 크레인 위치 및 높이 제어를 위한 매트릭스컨버터-유도전동기 구동장치의 시뮬레이션을 수행한다. 이 시뮬레이션에 사용된 크레인 구동용 5-마력 용량의 유도전동기 주요 정격 및 파라미터는 다음과 같다.

정격전압/주파수	380V/60Hz
정격속도/극수	1730rpm/4극
고정자저항 (R_s)	1.472 Ω
회전자저항 (R_r)	1.125 Ω
고정자인덕턴스 (L_s)	0.190 H
회전자인덕턴스 (L_r)	0.193 H
상호인덕턴스 (L_m)	0.185 H

그림 6은 부하토크가 3N·m에 속도제한치가 1000rpm인 경우 기준위치를 계단변화 시 전동기 토크, 기준 및 실제 위치, 고정자 전류 및 속도에 대한 시뮬레이션결과를 보인 것이다. 이 시뮬레이션에서는 크레인 위치대신 전동기회전자의 회전한 바퀴 수로 대치하였으며, 따라서 기준 바퀴 수를 500바퀴에서 1000바퀴로 다시 0바퀴로 계단 변경하였다. 기준 위치값(기준 바퀴 수) 증가 시 전동기 속도는 제한치까지 상승하면서 전류(토크)가 상승하여 위치를 증가시키며, 전동기위치가 기준위치에 도달하면 전동기가 정지상태 즉 속도가 0이 된다.

그림 7은 전동기속도 1000rpm 및 부하토크 20N·m의 정상상태에서 전동기 고정자 자속 궤적 및 매트릭스 컨버터의 입력전원 전압 및 전류 파형을 보인 것이다. 고정자자속은 약간의 리플성분에 원에 가까운 궤

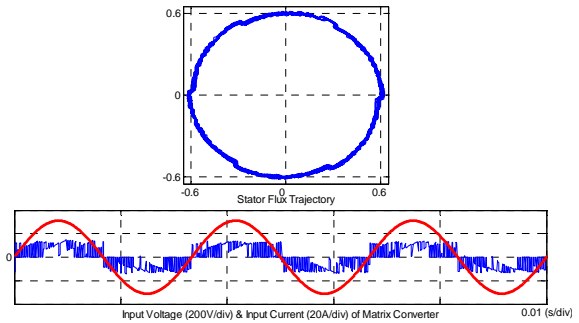


그림 7 고정자 자속 궤적 및 전원 전류 및 전압 (전원전압 : 180V/div. 전원전류 : 10A/div.)

Fig. 7 Stator flux trajectory of motor, and current and voltage at ac source side

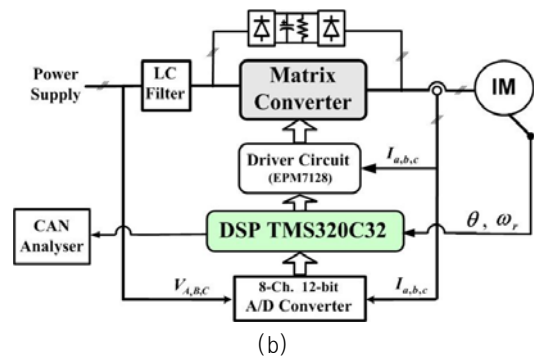
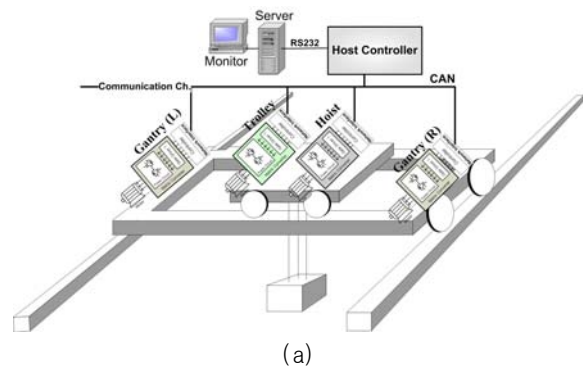


그림 8 천정형 크레인 구성도 : (a) 크레인 구동장치, (b) 매트릭스 컨버터 제어기

Fig. 8 Configuration of overhead crane : (a) crane driver systems, (b) matrix converter controller

적을 가지고 있으며, 입력전류는 전원전압과 위상이 동상 즉 단위 역률을 가짐을 알 수 있다.

5. 실험장치 구성 및 실험결과

5.1 크레인의 실험장치 구성



그림 9 천정형 크레인 사진
Fig. 9 Photograph of overhead crane

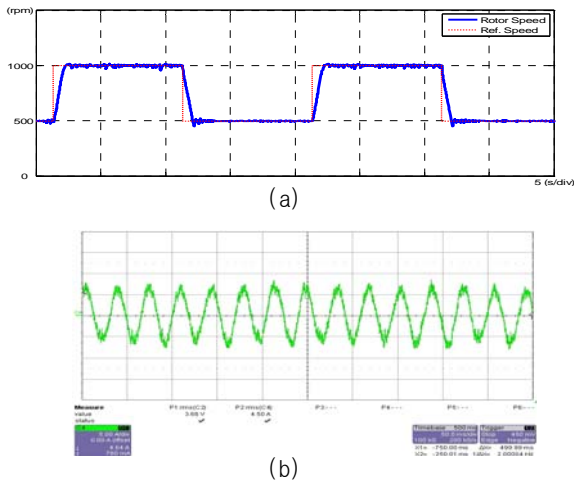


그림 10 실험결과 : (a)전동기 속도 특성 (500 rpm/div.), (b)전동기 전류 (4 A/div.)
Fig. 10 Experimental results: (a) The response of rotor speed (b)Stator current

그림 8은 천정형 크레인의 구동장치 구성도이다. 이 크레인은 그림 8(a)와 같이 벽을 따라 이동하는 좌우 1개씩의 갠추리와 갠추리 이동방향과 횡행방향으로 이동하는 트롤리 및 중량물을 끌어올리는 호이스트 등 4개의 구동장치가 있다. 각 구동장치마다 독립적으로 위치제어 및 네트워크를 하기 위하여 CAN기능을 포함한 유도전동기 직접토크 제어용 매트릭스 컨버터 제어기가 각각 있다. 이 매트릭스 컨버터 제어기의 구성은 그림 8(b)와 같다. 3상 전원전압과 전동기 입력전류를 12-비트 A/D 컨버터로 디지털 값으로 변환하며, 60MHz의 클럭 주파수를 가지며 부동연산이 가능한 32-비트 DSP TMS320C32로 유도전동기의 DTC 및 위치제어를 수행한다. 이 DSP 보드는 네트워크를 통하여 크레인의 전체 구동시스템을 총괄제어 및 모니터링을 수행하기 위한 CAN 기능을 가지고 있다.

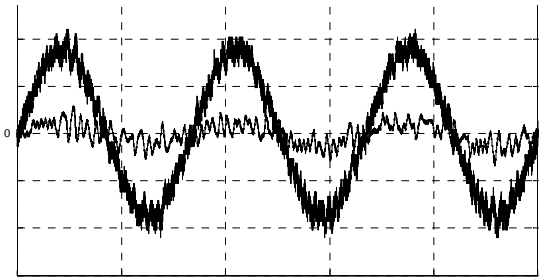


그림 11 전원 전압과 전류 파형 (전원전압 : 180V/div. 전
원전류 : 20A/div.)
Fig. 11 Waveform of input source voltage and current

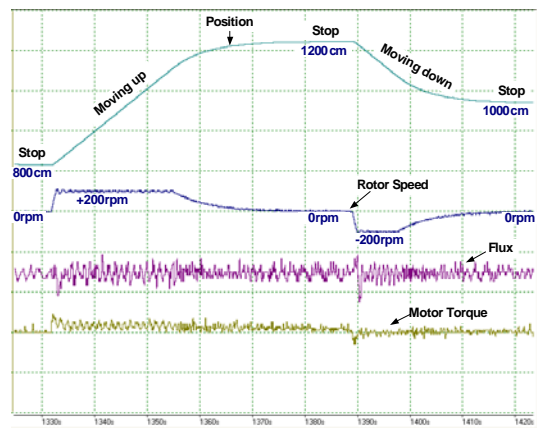


그림 12 전동기위치 과도 응답 특성
Fig. 12 Transient response of rotor position

각 전동기 구동장치에서 위치 또는 높이 측정을 위하여 갠추리 및 트롤리의 바퀴 및 호이스트 휠에 직결한 엔코더의 출력 펄스를 카운터에서 카운팅하여 이동거리를 계산한다. 그런데 바퀴의 슬립 등에 인하여 엔코더 출력펄스를 카운팅한 값으로 계산된 위치 값에 오차가 발생되며, 이 오차는 시간이 지남에 따라 계속 누적된다는 심각한 문제점이 있다. 이 문제를 해결하기 위하여 갠추리 및 트롤리의 이동 경로에 몇 개의 적외선 센서 설치한다. 갠추리 또는 트롤리가 이 적외선 센서를 통과할 때마다 인터럽트를 발생시켜 적외선 센서가 설치된 위치 값과 엔코더 출력펄스로 계산한 위치 값을 비교하여, 그 오차를 보상하는 방식을 사용하였다. 그림 9는 실험을 수행하기 위하여 실험실에 제작하여 설치한 천정형 크레인의 사진이다.

5.2 실험결과

그림 10은 매트릭스 컨버터의 DTC기법으로 속도제어 시 실험결과로 전동기 기준속도를 500rpm에서

1000rpm으로 계단증가 시켰을 때 전동기속도의 과도 응답특성과 전동기 속도가 1000rpm의 정상상태에서 전동기전류의 실험결과를 보인 것이다. 전동기 속도는 기준속도에 잘 추적하였으며 정상상태에서 전동기 전류 파형은 거의 정현파이다.

그림 11은 정상상태에서 입력전원 전압 및 전류파형이다. 두 파형이 거의 동상이므로 단위 역률로 제어됨을 알 수 있다.

그림 12는 현재 위치가 8m상태에서 기준위치를 12m로 다시 10m로 계단 변화하였을 때 실제 위치와 함께 전동기 속도 및 고정자 자속, 토크의 과도 응답 특성을 보인 것이다. 크레인의 실제 위치가 기준위치로 잘 추정하였으며, 속도가 정회전 및 역회전 시에도 고정자 자속은 정격값으로 유지하였다. 그리고 전동기 토크는 거의 무부하 상태이므로 거의 0으로 제어되며, DTC 특성상 고정자 자속 및 토크에 리플성분이 포함되어 있다.

6. 결 론

본 논문은 CAN을 사용하여 매트릭스 컨버터로 구동되는 천정형 크레인의 총괄제어 및 감시하는 방법을 제시하였다. 크레인의 위치제어와 단위 역률제어까지 수행할 수 있는 매트릭스 컨버터-유도전동기의 직접토크제어 알고리즘을 개발하였다. 크레인의 갠추리 2개, 트롤리 및 호이스트 등 4개의 구동장치를 CAN으로 총괄제어하는 실험장치를 구성하였다. 제시한 기법의 타당성을 확인하기 위하여 실험을 수행한 결과, 크레인의 속도 및 위치 과도응답 특성이 우수하였으며, 전원 전압 및 전류의 역률도 거의 최대값에 접근하였다.

본 과제(결과물)는 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지자원인력양성사업의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

[1] X. Shilong, "Research of A Monitoring System for the Intelligent and Efficient Automated Handling Container Terminal", in *Conf. Rec. of ICEMI*, pp. 518-521, 2007.
 [2] T. Akamatsu, A. Kaneshige, and K. Terashima, "Real

time path planning based on the potential method for an autonomous mobile overhead traveling crane", in *Conf. Rec. of IEEE-ISIE*, pp. 699-704, 2004.
 [3] M.S. Park, D.K.Chwa; S.K.Hong, "Antisway Tracking Control of Overhead Cranes With System Uncertainty and Actuator Nonlinearity Using an Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.55, No.11, pp. 3972-3984, Nov., 2008.
 [4] G.Bartolini, N. Orani, A. Pisano, and E. Usai, "Load swing damping in overhead cranes by sliding mode technique", in *Conf. Rec. of Decision and Control*, pp. 1697-1702, 2000.
 [5] Yang Jung Hua; Yang Kuang Shing, "Adaptive coupling control for overhead crane systems". in *Conf. Rec. of IEEE-IECON*, pp. 6-10, 2005.
 [6] Backstrand, J.E, "The application of adjustable frequency drives to electric overhead cranes", in *Conf. Rec. of IEEE-IAS*, pp. 1986-1991, 1992.
 [7] A.K.Gola and V.Agarwal, "Implementation of an Efficiency Algorithm for a Single Phase Matrix Converter", *Journal of Power Electronics*, Vol.9, No.2, pp. 198-206, Mar., 2009.
 [8] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg, "A new matrix converter motor (MCM) for industry applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 2 pp. 325-335, April, 2002.
 [9] P.W.Wheeler, J.Rodriguez, J.C.Clare, L.Empringham, and A.Weinstein, "Matrix Converters : A Technology Review", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 2 pp. 276-288, April, 2002.
 [10] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, "Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 2, pp. 370-381, April, 2002.
 [11] Y.Utsumi, N.Hoshi, and K.Oguchi, "Comparison of FPGA-based Direct-Torque Controllers for Permanent Magnet Synchronous Motors", *Journal of Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, pp. 114-120, April, 2009.
 [12] H. H. Lee and M. H. Nguyen, "Matrix converter fed induction motor using a new modified direct torque control method", in *Conf. Rec. of IEEE-IECON*, pp. 2301-2306, 2004.
 [13] T.Abe, T.G.Harbetler, F.Profumo, and G.Griva, "Evaluation of A High Performance Induction Motor Drive Using Direct Torque Control", in *Conf. Rec. of PCC*, pp. 444-449, 1993.

저 자 소 개



이홍희(李弘熙)

1957년 10월 15일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1994년~1995년 Texas A&M 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수. 당 학회 협력이사.



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2005년~2006년 버지니아공대 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수. 당 학회 부회장.