

반도체 소자를 이용한 형광등 점등방식

論 文

4-3-1

(An Ignition Method for a Fluorescent Lamp Using the Power Semiconductor elements)

尹炳道* · 宋彦彬** · 金春三***

(Byung-Do Yoon · Eon-Bin Song · Chun-Sam Kim)

요 약

형광등의 시동 및 성능을 개선하기 위한 전력용 반도체 소자를 이용한 형광등 점등방식을 제안하였다. 이 방식은 종전 글로우 스타터 방식에 비하여 예열전류가 작고 점등시간이 빠르다. 형광등 수명이 연장되고 안정기의 소형화 및 경량화 등 여러가지 장점이 기대된다.

Abstract

An Ignition Method for a fluorescent Lamp using the power semiconductor element is proposed to improve the starting and operation performance of fluorescent lamps. In the proposed method, the preheating current is very small and the starting time is very short in comparison with the previous glow-starter-type fluorescent lamp. Many merits, which include the small size and less weight of the fluorescent ballast and the long life cycle of fluorescent lamps.

1. 서 론

최근에는 종래의 글로우 스타터 대신에 전력용 반도체 소자를 이용한 전자식 점등방식이 실용화되고 있다. 이러한 전자식 점등방식은 전력용 반도체 소자인 다이오드, 다이리스터, 다이액 등을 이용한 전자회로로 구성되어 형광등의 시동성능이 좋아지고 형광등의 흑화작용 등을 감소시켜 수명, 동정 등이 개선된다.¹⁾²⁾ 또한 초크코일의 소형, 경량화

및 손실경감 효과로 인하여 형광등 효율이 개선되는 특징이 있다.

전력용 반도체소자를 이용한 전자식 점등방식은 회로구성이 비교적 간단하고 점등회로 수명이 길기 때문에 유지보수 측면에서도 종전의 글로우 스타터 방식에 비하여 유리한 장점이 있다.³⁾

본 연구에서는 전력용 반도체 소자를 이용한 전자식 점등회로를 구성하였을 때 형광등의 동작성능을 확인하고 시동성능을 검토하여 종전 글로우 스타터 방식에 비하여 유리함을 보이고자 한다.

2. 형광등 점등회로 구성과 특성

*正會員：中央大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
**正會員：韓國建設技術研究院 先任研究員
***正會員：韓國建設技術研究院 研究員

2.1 점등회로 구성과 동작 특성

그림 1은 본 연구에서 제안한 전력용 반도체 소자를 이용한 형광등 점등회로의 구성도이다. 이 점등회로는 SSS(Silicon Symmetric Switch), 고내압 트랜지스터, 다이오드, 다이랙, 저항으로 구성되고 있다. 전원이 인가되어 그 전압의 크기가 SSS의 브레이크 오버(Break over) 전압 V_{bo} 를 초과하면 SSS가 도통상태가 되고 다이오드 D를 통하여 예열 전류가 흐른다. 다음 반사이클에서는 저항 R_B 을 통하여 베이스 전류가 흐르고 이 전류의 H_{fe} (H_{fe} : 트랜지스터의 전류증폭율) 배의 전류가 트랜지스터 T_r 의 콜렉터와 에미터간을 흐르게 된다. 이 전류가 점점 커지게 되면 에미터 저항 R_E 에서의 전압강하가 다이랙 소자의 브레이크 오버 전압을 초과하면 다이랙이 도통해서 트랜지스터의 베이스 전위를 저하시키고 베이스 전류가 흐르지 않게 트랜지스터는 차단된다. 이 때 초크코일에 의하여 인덕션 킥(Induction Kick) 전압 $L di/dt$ 가 발생한다. 반사이클마다 예열과 인덕션 킥 전압 발생이 되풀이 되며 램프의 전극이 예열이 충분하게 되면 인덕션 킥 전압에 의하여 방전이 시작된다. 형광등의 방전되어 점등되면 형광등 양단전압은 SSS의 브레이크 오버 전압을 초과하지 않게 된다.

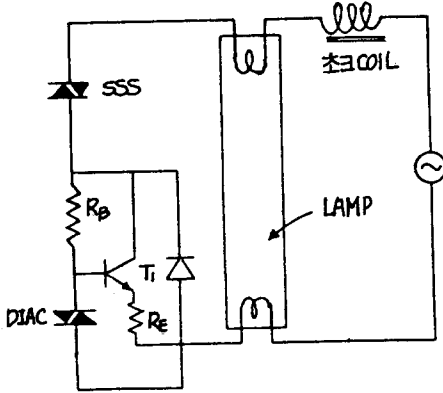


그림 1 형광등 점등회로 구성
Fig. 1 The configuration of the ignition circuit for a flourescent lamp

2.2 점등회로 구성 소자의 특징

SSS는 형광등의 점등, 비점등의 감지와 예열전류를 흘리는 동작을 한다. SSS의 전기적 특성은 그림 2와 같이 차단상태에서 순방향으로 브레이크 오버 전압 V_{bo} 를 가하면 도통상태로 전환된다. 이때 브레이크 오버 전류는 I_{bo} 이며 도통상태를 유지하는 유지전류는 I_H 이다. 도통상태에서의 전압강하는 V_F 이며 이 값은 약 1V 정도이다.

다이오드는 인덕션 킥 전압이 1000V 정도에 견디는 내압특성과 예열전류 1.5A를 흘릴 수 있는 것을 채택한다. 저항 R_B 는 트랜지스터의 베이스 전류의 크기를 줄이고 인덕션 킥 전압이 발생시에는 그 감쇠를 막는 의미에서 큰 값을 채택한다. 인덕션 킥 전압을 발생하는 전류는 트랜지스터를 흐르는 전류로부터 인덕션 킥 전압 발생시에 저항 R_B 에 흐르는 전류와의 차가 되므로 식(1)로 표시된다.

$$I_k = I_i - I_r \tag{1}$$

여기서, I_k : 인덕션 킥 전압 발생시의 전류

I_i : 트랜지스터의 양극 전류

I_r : 인덕션 킥 전압 발생시의 저항 R_B 에 흐르는 전류

저항 R_B 의 최저값과 최고값은 식(2) 및 식(3)에 의하여 구해진다.

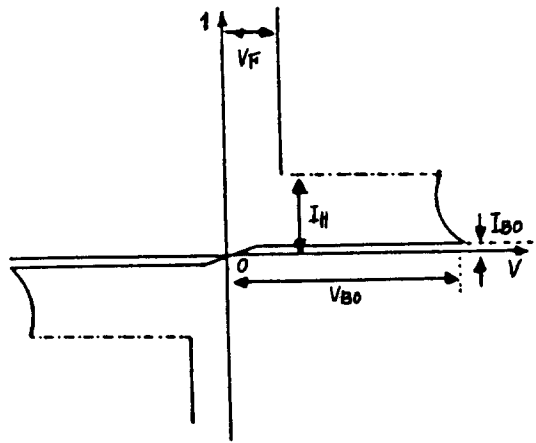


그림 2 SSS의 동작 특성
Fig. 2 The operation characteristic of SSS

$$R_{Bmin} = V_k / I_r \quad (2)$$

$$R_{Bmax} = Hfe X V_r / I_t \quad (3)$$

여기서, V_k : 인덕션 킥 전압

V_r : 전원전압에 의하여 R_B 에 인가되는 최저전압

한편 저항 R_E 는 식(4)에 의하여 구해진다.

$$R_E = (V_{pn} - V_{be}) / I_k \quad (4)$$

여기서 V_{pn} : 다이오드의 브레이크 오버 전압

V_{be} : 트랜지스터의 Base emitter 간 순방향 전압

3. 실험 및 고찰

3.1 시동성능

그림 3은 전력용 반도체 소자를 이용한 형광등 점등회로 실험장치이다. 20W가정용 형광등을 이용하여 시동성능을 알아보기 위하여 종전 글로우 스타터 방식과 비교하였다. 전원전압이 90V 및 100V 인 경우 예열전류의 크기와 점등시간의 변화는 그림 4와 같다. 전원전압이 90V인 경우 글로우 스타터 방식에서는 0.3A 이하의 예열전류로는 형광등이 점등되지 않았고 0.4-0.6A의 범위에서 형광등의 점등시간은 9-5초 정도의 범위로 나타났다.

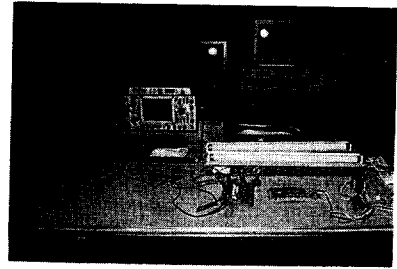
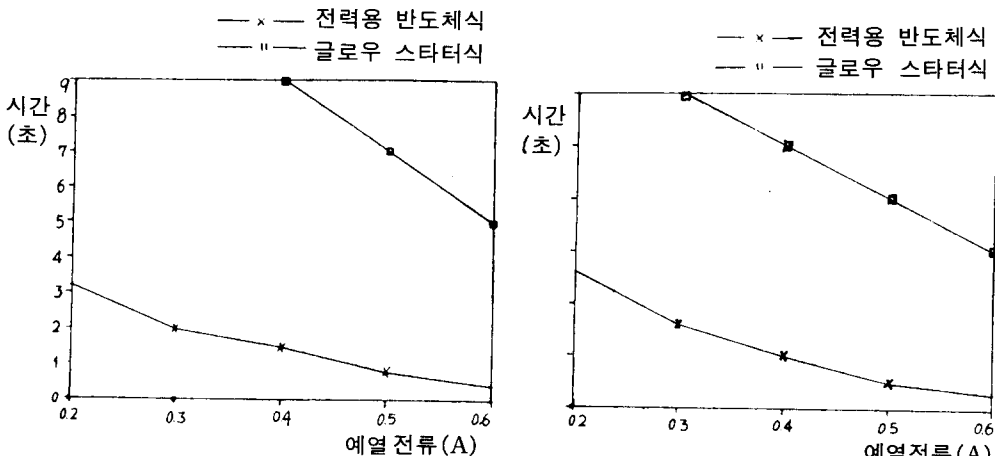


그림 3 실험장치
Fig. 3 Experimental Apparatus

전력용 반도체 소자를 이용한 점등방식에서는 0.2A의 예열전류로써 약 3초만에 형광등이 점등되었고 0.4~0.6A의 범위에서 형광등의 점등시간은 1.5~0.4초 정도로 글로우 스타터 방식에 비하여 매우 빠름을 알 수 있었다. 또한 예열전류의 크기 도 작기 때문에 형광등 수명도 연장될 것으로 예상된다.

3.2 동작시 전압파형 측정

20W형광등에 전력용 반도체 소자를 이용한 점등 방식을 적용한 경우 동작시의 전압파형을 관찰한 것은 그림 5와 같다. 그림 5에서와 같이 형광등의



(a) 전원전압 90V의 경우

(b) 전원전압 100V의 경우

그림 4 예열전류와 점등시간의 변화

Fig. 4 The Variation of the preheating current and turn-on time of the fluorescent lamp

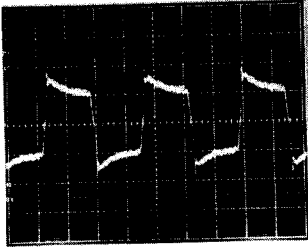


그림 5 형광등 점등시의 동작전압 파형
 Fig. 5 The voltage waveforms during the fluorescent lamp turn-on operation

점등에 필요한 예열상태가 전력용 반도체회로에 의하여 순시적으로 이루어져 예열시간이 단축되었으며, 글로우 스타터에 비하여 전력용 반도체를 이용한 점등방식은 수명이 반 영구적으로 형광등 전체의 유지보수 비용을 대폭 줄일 수 있는 효과가 기대된다.

4. 결 론

전력용 반도체 소자를 이용한 형광등의 점등회로

를 제안하고 실험을 통하여 시동성능을 확인하였다. 종전 글로우 스타터 방식에 비하여 전압저하의 경우에도 점등시간이 빠를 뿐만 아니라 예열전류의 크기도 작기 때문에 형광등의 수명도 연장될 것으로 기대된다. 또한 글로우 스타터의 수명에 비하여 전력용 전력용 반도체 소자의 수명은 매우 길기 때문에 형광등의 유지보수비용도 크게 줄일 수 있고 형광등 안정기의 소형화 및 경량화와 같은 부수적인 효과도 기대된다.

참 고 문 헌

- 1) 백용현 외, 방전용 안정기 설계기준, 공업진흥청.
- 2) Ichiro Imaizumi, "IC igniter for fluorescent lamps", IEE Japan, Vol. 110-C, No.1, 1990.
- 3) Joseph r. Knisley, "Understanding the use of new fluorescent ballast designs", EC & M, Vol.89, No.3, pp.67-73, 1990.
- 4) 三谷正孝, "電子點燈裝置와 照明器具의 動向과 課題", 電氣設備學會誌, Vol.10, No.3, pp.32-40, 1990.
- 5) 神林長一外, "intelligent building office 의 照明計劃", 電氣設備學論誌, Vol, 10, No3, pp, 2-8, 1990.

공장 자동화를 위한 산업용 로봇 제어

論 文
4-3-2

(Control of the Industrial Robot for Factory Automation)

鄭 讚 壽* · 李 相 喆**
(Chan-Soo Chung · Sang-Cheol Lee)

요 약

본 연구는 산업현장에서 요구되고 있는 공장자동화의 한 분야로 다관절의 로봇의 비집중 제어 기법에 대해 고찰한 것이다. 제안한 기법은 매니플레이터가 원하는 궤적에 정확히 진행 할 수 있도록 각 링크별로 차원이 낮은 부시스템으로 모델링하여 분산제어를 실시 함으로서 실시간 제어를 용이하게 할 수 있는 방식이다. 각 부시스템의 제어기는 관절별로 제어하는 궤환 제어기, 전향 제어기 및 보호신호기 등으로 구성되고, 이들 제어기의 이득을 조정함으로서 매니플레이터를 제어하는 것이다. 또한 제안한 비집중 적응 제어기를 2-링크 매니플레이터에 시뮬레이션한 결과 강하게 결합된 동력학과 부하의 변화에도 불구하고 제안한 기법이 원하는 궤적에 양호하게 진행함을 알 수 있었다.

Abstract

This paper presents a decentralized control scheme of Multi-Joint Industrial Robot for a Factory Automations which are demanded Industrial plant.

The proposed control scheme is to achieve accurate tracking of desired joint trajectories and each joint is controlled by the subsystems with lower dimension systems. The controllers of each subsystem were composed of the feedback controller, feedforward controller and auxiliary controller. Simulation results are given for a two-link manipulator under independent controllers, proposed decentralized adaptive control of manipulator is feasible, in spite of a payload variation and strong static and dynamic couplings that exist between the joints.

1. 서 론

*正會員：崇實大學校 工科大学 電氣工學科

**正會員：大宥工業專門大學 電氣科

최근의 산업 현장은 다품종 소량생산과 임금의 상

승 및 작업환경의 개선과 같은 요인이 증가함에 따라 공장 자동화 및 사무 자동화에 대한 필요성이 요구되어 산업용 로봇의 개발에도 관심이 증대되고 있다.

산업용 로봇의 대한 종래의 제어방식은 로봇 End-Effector가 미리 정해진 상수 이득을 갖는 간단한 Servo-Loop에 의해 제어되는 것으로, 이러한 제어 기법은 Point-to-Point와 같은 간단한 Pick-and-Place 작업등에서는 적절한데, 이때 매니플레이터의 동적모델은 강하게 결합된(Strong Coupled) 비선형 계통을 선형계통으로 근사화 시켜 제어할 수 있다는 가정 한 경우이다.

이러한 선형화한 방식의 대표적인 예로 Computed Torque Methods^{1),2)}는 매니플레이터의 파라미터와 동력학 모델을 정확히 알아야 하는 방식으로 이때의 성능은 매니플레이터의 동력학을 표시하는 수학적인 모델에 의해 정해지는데, 이때 전동기 및 부하의 파라미터가 시간에 따라 변화하기 때문에 동작속도가 보통이거나 그 이상인 경우에는 더욱 큰 상호작용을 정확히 측정하기가 어려울 뿐 아니라 계산량이 방대함에 따라 실시간으로 적용하기가 사실상 어렵게 되기도 한다. 이에 따라 부하의 변동에 대처하여 이득값을 조정할 수 있고 로봇 매니플레이터 동적 파라미터 값을 정확히 알지 않아도 되는 적응제어 기법이 개발 되었다.

적응 제어 기법에는 STAC(Self-Tuning Adaptive Control) 방식과 MRAC(Model Reference Adaptive Control) 방식이 있다.

MRAC 방식은 Dubowsky와 Desforges³⁾에 의해 처음으로 제안된 기법으로, 기준모델의 상태방정식과 플랜트의 상태방정식간의 오차함수를 2차 함수로 설정하여 이 오차함수를 최소화 시키는 이득값을 찾고자 하는 방식이다. Lee와 Chung⁴⁾은 로봇의 비선형 동적 방정식을 공칭계적에 대해 선형화시키고 선형화된 모델을 RLS기법에 의해 파라미터 값을 인식하는 알고리즘으로 매니플레이터를 제어하였다. Lim⁵⁾은 Lyapunov 방정식을 이용한 MRAC방법을 제시하였다.

그러나 위의 방식들은 시스템으로부터 얻을 수 있는 모든 정보들이 한 장소로 모이며, 제어에 필요한 모든 정보처리가 하나의 제어기에서 이루어지는 집중적인 방식을 전제로 하였기 때문에 시스템

의 차수가 커져서 제어기의 계산능력이 문제되는 시스템의 경우에는 집중제어 방식이 성립하기가 불가능 하므로 집중성의 가정하에서 개발된 제어기법을 실제적으로 적용하기에는 어려운 단점이 있다.

이에 본 연구에서는 집중 적응제어 방식을 기본으로 한 비집중 적응제어 방식^{8)~13)}에 대해 고찰한 것으로 이 방식은 adaptive한 특성으로 인해 매니플레이터의 동력학 모델과 부하의 파라미터 값을 필요로 하지 않으면서 비집중화로 인한 구조와 제어기의 간략성으로 인해 계산속도가 대단히 빠르고 분산된 구조로서 여러개의 제어기가 동시에 진행될 수 있도록 하는 방식이다. 또한 로봇 매니플레이터의 파라미터와 부하의 영향을 받지 않으면서 집중 적응제어 기법에 비해 계산량을 줄일 수 있도록 각 관절에 제어기를 분산시켜 각 관절을 동시에 제어가 가능하도록 하는 비집중 적응제어 기법에 대해 논하기로 한다.

2. 매니플레이터의 동적 모델 및 제어기 설계

2.1 동적모델

일반적으로 로봇 매니플레이터의 동력학 방정식을 기술하는 방법에는 여러가지가 있으나, ^{1)~3)} 본 연구에서는 주어진 위치, 속도 및 가속도로 부터 관절의 토크(또는 힘)를 얻는 방식으로서 페루우프 형태로 되어있는 방식을 사용한다.

n개의 관절을 가지고 있는 로봇 매니플레이터에서 T(t)를 관절에 가해지는 n×1 토크 벡터, θ(t)를 n×1 관절각 벡터라 하자. 그러면 로봇의 동력학 방정식은 다음과 같이 관절간에 강하게 결합된 비선형미분방정식으로 표시할 수 있다.

$$M(\theta, \dot{\theta}) \ddot{\theta}(t) + N(\theta, \dot{\theta}) \dot{\theta}(t) + G(\theta) = T(t) \tag{1}$$

여기서 M(θ, θ̇)는 n×1인 관성 벡터, N(θ, θ̇)는 n×1인 코리올리스(Coriolis)와 원심력(Centrifugal)벡터, G(θ)는 n×1인 중력 벡터이고, M, N와 G는 매니플레이터 End-Effector의 이동에 따라 변하는 부하의 관성 파라미터와 같은 θ, θ̇와 θ̈의 비선형 함수이다. 매니플레이터의 제어 문제는 임의의 시간함수 θ_d(t)를 n×1인 기준계적 벡터

라 할때 관절각 벡터 $\theta(t)$ 가 $\theta_r(t)$ 에 진행 할 수 있도록 하는 관절 토크벡터 $T(t)$ 를 발생시키는 것이다.

비집중 적응제어 기법은 각 관절별로 부시스템을 정하여 이 부시스템 별로 해당 관절을 제어하는 것이나, 이때의 부시스템은 식(1)과 같이 관성, 코리올리스, 원심력 및 중력 등이 강하게 결합되어 있기 때문에 다음과 같은 n개의 비선형 스칼라 미분 방정식으로 표시한다.

$$m_{ii}(\theta) \ddot{\theta}_i(t) + \left[\sum_{j=1}^n m_{ij}(\theta) \ddot{\theta}_j(t) \right] + n_i(\theta, \dot{\theta}) + g_i(\theta) = T_i(t) \quad (2)$$

여기서, $i=1, 2, \dots, n$, $m_{ii}(\theta)$ 는 i번째 관절에서 본 i번째 관절의 시변 유효 관성행렬, m_{ij} 는 j번째 관절에서 본 i번째 관절의 상호 관성행렬로서, 이 때 관성행렬 m_{ii} m_{ij} 는 Positive Definite한 특성을 가지고 있기 때문에 임의의 양의 값을 가지는 상수 α 에 대해서 다음과 같은 조건을 만족하는 값이 된다.

$$\| [M(\theta)]^{-1} \| \leq \alpha < \infty \quad (3)$$

식(2)는 다음과 같은 형태로 표시할 수 있다.

$$m_{ii}(\theta) \ddot{\theta}_i(t) + d_i(\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}) = T_i(t) \quad (4)$$

$i=1, 2, \dots, n$

여기서, $d_i(\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}) = \left[\sum_{j=1}^n m_{ij}(\ddot{\theta}) \theta_j(t) \right] + n_i(\theta, \dot{\theta}) + g_i(\theta) \quad (5)$

으로 다른 관절로부터 영향을 주는 관성 결합의 영향과 같이 i번째 관절에 대한 중력, 코리올리스, 원심력을 토크 등이 j번째 관절에 의한 외란 토크 오르크로서 처리하는 것이다. 식(4)는 입력으로 관절 토크 $T_i(t)$ 와 출력으로 관절각 $\theta_i(t)$ 를 가진 i번째 부시스템의 입-출력간의 동적모델이 된다.

본 연구에서 제안한 비집중 제어기법은 i번째 관절의 궤적 $\theta_i(t)$ 가 $\theta_{ri}(t)$ 에 점근적으로 진행할 수 있도록 하는 관절 토크 $T_i(t)$ 를 발생시키는 것으로, 각 부제어기는 그 해당 부시스템만을 제어하고, 부시스템 사이의 정보교환은 없는 것으로 가정하였다.

2.2 적응 제어기 설계

제안된 비집중 적응제어 기법에서 i번째 관절에 대한 비집중 적응 제어기는 다음과 같이 구성한다.

실제궤적 $\theta_i(t)$ 와 기준궤적 $\theta_{ri}(t)$ 사이의 초기 오차가 점근적으로 0이 될 수 있도록, 즉 부시스템이 안정할 수 있도록 하는 궤환 제어기 $T_{Bi}(t)$ 를 다음과 같이 선정한다.

$$T_{Bi}(t) = K_{pi}(t) e_i(t) + k_{vi}(t) \dot{e}_i(t) = \dot{\theta}_i(t) - \dot{\theta}_{ri}(t) \quad (6)$$

여기서, $e_i(t) = \theta_i(t) - \theta_{ri}(t)$ 및 $\dot{e}_i(t) = \dot{\theta}_i(t) - \dot{\theta}_{ri}(t)$ 는 i번째 부시스템의 위치 및 속도오차이다.

원하는 궤적 $\theta_{ri}(t)$ 를 입력시켜 매니플레이터가 원하는 궤적으로 진행하도록 하는 전향 제어기 $T_{Fi}(t)$ 는 다음과 같이 선정한다.

$$T_{Fi}(t) = A_i \ddot{\theta}_{ri}(t) + B_i(t) \dot{\theta}_{ri}(t) + C_i \theta_{ri}(t) \quad (7)$$

여기서 A_i, B_i, C_i 는 $\theta_r, \dot{\theta}_{ri}$ 및 $\ddot{\theta}_{ri}$ 부하에 따른 복소 비선형 함수이다. 또한, 궤적 진행성능을 개선시키고 외란 d_i 를 보상시킬 수 있는 보조신호 $F_i(t)$ 를 합성한다. 그러면 i번째 관절의 적응제어 법칙은 다음과 같고, 이때의 제어도는 그림 1과 같다.

$$T_i(t) = F_i(t) + T_{Bi}(t) + T_{Fi}(t) = F_i(t) + [K_{pi}(t) e_i(t) + K_{vi}(t) \dot{e}_i(t)] + [A_i \ddot{\theta}_{ri}(t) + B_i(t) \dot{\theta}_{ri}(t) + C_i \theta_{ri}(t)] \quad (8)$$

i번째 적응제어기(8)을 i번째 동적모델(4)에 가하여 정리하면 다음과 같은 오차방정식을 구할 수 있다.

$$m_{ii} \ddot{e}_i(t) + K_{vi} \dot{e}_i(t) + K_{pi} e_i(t) = d_i - f_i(m_{ij} - A_i) \ddot{\theta}_{ri}(t) - B_i \dot{\theta}_{ri}(t) - C_i \theta_{ri}(t) \quad (9)$$

$X_i(t) = [e_i(t), \dot{e}_i(t)]^T$ 를 $2n \times 1$ 인 위치-속도 오차라하면 식(9)는 다음과 같은 상태방정식으로 쓸 수 있다.

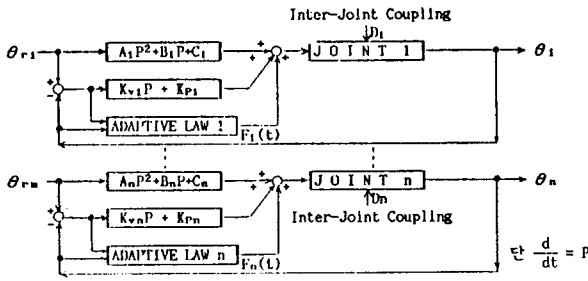


그림 1 제안한 비집중 적응 제어도.
Fig. 1 Proposed decentralized adaptive control scheme.

$$\begin{aligned} \dot{X}_i(t) = & \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_{pi}}{m_{ii}} & -\frac{K_{vi}}{m_{ii}} \end{bmatrix} X_i(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d_i - f_i}{m_{ii}} \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{m_{ij} - A_i}{m_{ii}} \end{bmatrix} \ddot{\theta}_{ri}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{B_i}{m_{ii}} \end{bmatrix} \dot{\theta}_{ri}(t) \\ & + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{C_i}{m_{ii}} \end{bmatrix} \theta_{ri}(t) \end{aligned} \quad (10)$$

또한 기준모델의 설정은 원하는 궤적으로 진행할 수 있도록 다음과 같은 궤적위치의 형태로 해야 한다.

$$\ddot{e}_{mi}(t) + 2\zeta_i \omega_i \dot{e}_{mi}(t) + \omega_i e_{mi}(t) = 0 \quad (11)$$

여기서 ζ_i 와 ω_i 는 감쇠비와 자연 주파수로 $e_{mi}(t)$ 의 원하는 동적 상태에 따라 설계자가 정한다. 식 (11)을 벡터 형태로 쓰기 위해 원하는 속도와 위치 오차를 $X_{mi}(t) = [e_{mi}(t), \dot{e}_{mi}(t)]^T$ 로 하면 다음과 같다.

$$\dot{X}_{mi}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_i^2 & -2\zeta_i \omega_i \end{bmatrix} X_{mi}(t) = DX_{mi}(t) \quad (12)$$

기준모델 (12)는 안정하기 때문에 주어진 Positive Definite한 행렬 Q_i 에 대하여 다음과 같은

Lyapunov방정식의 유일하고 Positive Definite한 해 P_i 가 존재한다고 하자. ^{11),14)}

$$P_i D_i + D_i^T P_i = -Q_i \quad (13)$$

원하는 관절의 궤적과 실제 관절의 궤적 사이에 초기 값은 일반적으로 같기 때문에 초기 오차는 0, 즉 $X_{mi}(0) = [e_{mi}(0), \dot{e}_{mi}(0)]^T$ 는 0이 된다. 그러므로 오차방정식(11)에 의해 $X_m(t)$ 는 모든 t 에 대해 0이 된다.

본 연구는 임의의 원하는 궤적 $\theta_{ri}(t)$ 에 대해서 궤적 오차 $X_i(t) = [e_i(t), \dot{e}_i(t)]^T$ 가 원하는 값 $X_{mi}(t) = [0, 0]$ 에 점근적으로 갈 수 있는 제어기의 적용법칙을 구하는 것이다. 이를 위해 식(10), 식(12)로부터 $2n \times 1$ 인 적용오차 벡터 $E_i(t) = X_{mi}(t) - X_i(t)$ 를 다음과 같은 오차 미분 방정식을 정의한다.

$$\begin{aligned} \dot{E}_i(t) = & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\omega_i^2 & -2\zeta_i \omega_i \end{bmatrix} E_i(t) \\ & + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{k_{pi}}{m_{ii}} - \omega_i^2 & \frac{k_{vi}}{m_{ii}} - 2\zeta_i \omega_i \end{bmatrix} X_i(t) \\ & + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{f_i - d_i}{m_{ii}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{A_i - m_{ij}}{m_{ii}} \end{bmatrix} \ddot{\theta}_{ri}(t) \\ & + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{B_i}{m_{ii}} \end{bmatrix} \dot{\theta}_{ri}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{C_i}{m_{ii}} \end{bmatrix} \theta_{ri}(t) \end{aligned} \quad (14)$$

스칼라 Lyapunov 함수를 다음과 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} V_i(t) = & E_i^T P_i E_i \\ & + \begin{bmatrix} \frac{f_i - d_i}{m_{ii}} - f_i^* \end{bmatrix}^T \theta_{0i} \begin{bmatrix} \frac{f_i - d_i}{m_{ii}} - f_i^* \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \frac{k_{pi}}{m_{ii}} - \omega_i^2 - k_{pi}^* \end{bmatrix}^T \theta_{1i} \begin{bmatrix} \frac{k_{pi}}{m_{ii}} - \omega_i^2 - k_{pi}^* \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \frac{k_{vi}}{m_{ii}} - 2\zeta_i \omega_i - k_{vi}^* \end{bmatrix}^T \theta_{2i} \begin{bmatrix} \frac{k_{vi}}{m_{ii}} - 2\zeta_i \omega_i - k_{vi}^* \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \frac{A_i - m_{ij}}{m_{ii}} - m_{ii} \end{bmatrix}^T \theta_{3i} \begin{bmatrix} \frac{A_i - m_{ij}}{m_{ii}} - m_{ii} \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \frac{B_i}{m_{ii}} - B_i^* \end{bmatrix}^T \theta_{4i} \begin{bmatrix} \frac{B_i}{m_{ii}} - B_i^* \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \frac{C_i}{m_{ii}} - C_i^* \end{bmatrix}^T \theta_{5i} \begin{bmatrix} \frac{C_i}{m_{ii}} - C_i^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

이 Lyapunov 방정식을 시간에 대해 미분한 값이 0보다 작다면 Lyapunov의 2번째 방법에 의해 적용되어 지는 위치 및 속도이득값의 각 파라미터는 다음과 같고, 또한 제어기의 적용법칙(16)는 i번째 부시스템의 점근적인 안정을 보장하게 된다.

$$\begin{aligned} f_i(t) &= f_i(0) + \delta_i \int_0^t \delta r_i(t) dt + \rho_i r_i(t) \\ K_{p_i}(t) &= K_{p_i}(0) + \alpha_{1i} \int_0^t \delta r_i(t) e_i(t) dt + \beta_{1i} r_i(t) e_i(t) \\ K_{v_i}(t) &= K_{v_i}(0) + \alpha_{2i} \int_0^t \delta r_i(t) e_i(t) dt + \beta_{2i} r_i(t) e_i(t) \\ A_i(t) &= A_i(0) + r_{1i} \int_0^t \delta r_i(t) \ddot{\theta} r_i(t) dt + \lambda_{1i} r_i(t) \ddot{\theta} r_i(t) \\ B_i(t) &= B_i(0) + r_{2i} \int_0^t \delta r_i(t) \dot{\theta} r_i(t) dt + \lambda_{2i} r_i(t) \dot{\theta} r_i(t) \\ C_i(t) &= C_i(0) + r_{3i} \int_0^t \delta r_i(t) \theta r_i(t) dt + \lambda_{3i} r_i(t) \theta r_i(t) \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 $r_i(t)$ 는 스칼라 하중(Weighted) 위치 및 속도오차로 다음과 같다.

$$r_i(t) = P_2 e_i(t) + P_3 \dot{e}_i(t)$$

또한, 전체적으로 점근적인 안정성을 보이기 위해 식(14)의 2차인 부시스템의 오차방정식을 합하여 합성오차방정식을 만들고, 각 부시스템의 Local Lyapunov함수 $V_i(E_i)$ 를 합성한 전체적인 함수 $V(E)$ 로 하여도 $V(E) > 0$, $\dot{V}(E) < 0$ 이 되므로 합성 시스템은 $[m, d]$ 가 존재하는 조건에서도 안정됨을 알 수 있다.

2.3 결합항의 안정조건

앞 절에서는 적용법칙을 유도하기 위해 결합항 $d(\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta})$ 를 느린 시변, 즉 $d \approx 0$ 으로 가정하였으나, ^{4),14)} 본 절에서는 이러한 가정을 제거하고도 부시스템의 안정성에 대한 시변 결합항에 대해서는 논하기로 한다. 식(15)의 Lyapunov함수와 결합항 d 를 시변함수라 하자. 이 경우 $\dot{V}_d(t)$ 을 $\dot{V}(t)$ 에 부가하면 다음과 같다.

$$\dot{V}_d(t) = -2Q_0 \frac{\dot{d}_i(t)}{m_{ii}} \left[\frac{f_i(t) - d_i(t)}{m_{ii}} - f_i \right] \quad (17)$$

적용법칙과 식(16)의 $f(t)$ 를 대입하여 정리하면

$$\begin{aligned} \dot{V}_d(t) &= \frac{2}{m_{ii} \delta_i} \dot{d}_i(t) [f_i(t) - d_i(t) - \rho_i r_i(t)] \\ &= \frac{2}{m_{ii} \delta_i} \dot{d}_i(t) [d_i(t) - f_i(0) - \delta_i \int_0^t \delta r_i(t) dt] \end{aligned} \quad (18)$$

그러면 $V(t)$ 는 Positive Definite한 함수이기 때문에 시스템이 점근적인 안정이 되기 위해서는 다음의 식이 (-)의 값을 가져야 한다.

$$\dot{V}(t) = \dot{V}_0(t) + \dot{V}_d(t) \quad (19)$$

여기서 $\dot{V}_0(t)$ 는 결합항이 느린 시변이라고 가정한 식(15)의 경우에 미분하여 구한 경우의 (-)함수로 $\dot{V}_d(t) < -\dot{V}_0(t)$ 이 되어야, 즉 모든 t 에 대하여

$$\dot{d}_i(t) [d_i(t) - f_i(0) - \delta_i \int_0^t \delta r_i(t) dt] < -\frac{m_{ii} \delta_i}{2} \dot{V}_0(t) \quad (20)$$

의 조건이 결합항이 시변인 경우 부시스템이 안정할 수 있는 조건이 된다. 식(20)은 적용 이득, 기준궤적 및 진행 오차에 의한 함수로 $V_0(t)$ 가 (-)의 함수이기 때문에 우변은 (+)의 값을 갖는다.

3. 시뮬레이션 및 결과

본 연구에서 제안한 비집중 제어기법의 유용성을 실험하기 위해 그림 2와 같이 수직면에 마찰이 없는 2-링크 매니퓰플레이터를 모델로 하였다.

이 때의 동적 방정식은 관절 토크 $T = [T_1, T_2]^T$ 와 관절각 벡터 $\theta = [\theta_1, \theta_2]^T$ 로 다음과 같은 비선형 미분방정식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} T &= M(\theta) \ddot{\theta}(t) + N(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta) \\ &\quad + mJ^T(\theta) [J(\theta) \ddot{\theta} + J(\theta, \dot{\theta}) \dot{\theta} + g] \end{aligned}$$

여기서

$$M(\theta) = \begin{bmatrix} a_1 + a_2 \cos \theta & a_3 + \frac{a_2}{2} \cos \theta_2 \\ a_3 + \frac{a_2}{2} \cos \theta_2 & a_3 \end{bmatrix}$$

$$N(\theta, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} -a_2 \sin \theta_2 (\dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + \frac{\dot{\theta}_2^2}{2}) \\ a_2 \sin \theta_2 \frac{\dot{\theta}_1^2}{2} \end{bmatrix}$$

$$G(\theta) = \begin{bmatrix} a_4 \cos \theta_1 + a_5 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ a_5 \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{bmatrix}$$

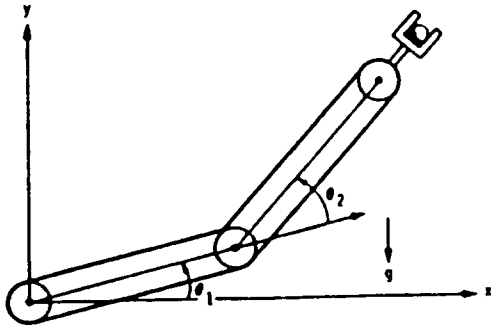


그림 2 2-link 매니플레이터.
Fig. 2 2-link manipulator.

$$J(\theta) = \begin{bmatrix} -l_1 \sin \theta_1 - l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & -l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 \\ +9.81 \end{bmatrix}$$

여기서 a_1, \dots, a_5 는 로봇의 질량 m_1, m_2 와 길이 l_1, l_2 로부터 구해지는 상수로 다음과 같고, 본 시뮬레이션에서는 $m_1 = m_2 = 0.5[\text{kg}]$, $l_1 = l_2 = 0.3[\text{m}]$ 으로 하였다.

$$a_1 = (1/3)m_1 l_1^2 + (1/3)m_2 l_1^2 + m_2 l_1^2$$

$$a_2 = m_2 l_1 l_2$$

$$a_3 = (1/3)m_2 l_2^2$$

$$a_4 = (1/2)m_1 g l_1 + m_2 g l_1$$

$$a_5 = (1/2)m_2 l_2$$

또한, 관절각은 다음과 같이 동일한 형태를 가진 독립적인 적응제어기로 적응시키고 있다.

$$r_i(t) = 6000e_i(t) + 600\dot{e}_i(t)$$

$$f_i(t) = 10 \int_0^t r_i(t) dt$$

$$K_{p_i}(t) = 10 \int_0^t r_i(t) e_i(t) dt + r_i(t) \dot{e}_i(t)$$

$$K_{v_i}(t) = 10 \int_0^t r_i(t) \dot{e}_i(t) dt + r_i(t) \dot{e}_i(t)$$

$$A_i(t) = 2 \int_0^t r_i(t) \ddot{\theta}_r(t) dt$$

$$B_i(t) = 2 \int_0^t r_i(t) \dot{\theta}_r(t) dt$$

$$C_i(t) = 2 \int_0^t r_i(t) \theta_r(t) dt$$

여기서, 보조신호, 궤환이득 및 전향이득 등의 초기 값은 0으로 하였고, 샘플링 시간은 $1[\text{ms}]$ 로

하였다. 제안된 적응 제어기의 성능을 평가하기 위해 부하의 상태를 로봇트 매니플레이터의 링크1, 링크2 자체만의 무게로서 End-Effector에 부하를 인가하지 않은 무부하, 0.5kg의 부하를 인가한 정격부하 및 1.0kg부하를 인가한 최대부하등의 3개 경우를, 링크 1은 $0[^\circ]$ 에서 $50[^\circ]$ 로, 링크 2는 $100[^\circ]$ 에서 $50[^\circ]$ 로의 이동을 $3[\text{sec}]$ 이내에 완료하는 것으로 하여 시뮬레이션한 결과 다음과 같은 결과를 얻었다.

첫번째 시뮬레이션은 일정 부하에 대한 비집중 적응제어기의 제어성능을 평가하는 것으로 매니플레이터의 무부하, 정격부하, 최대부하에 대한 시뮬레이션을 하였다. 그림 3-그림 8가 시뮬레이션 결과로서 로봇트의 동력학은 비선형성이고 상호결합항이 큼에도 불구하고 제안된 비집중 적응 제어기는 우수한 성능을 보여주고 있다. 즉 목표시간 $3[\text{sec}]$ 이전에 제어목적이 달성되며 그 이후에도 안

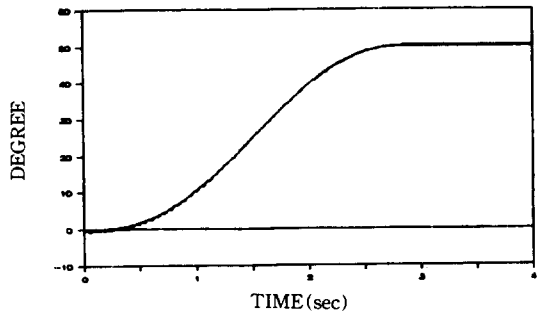


그림 3 무 부하시 링크 1의 궤적.
Fig. 3 Trajectory of Link-1 with No Load.

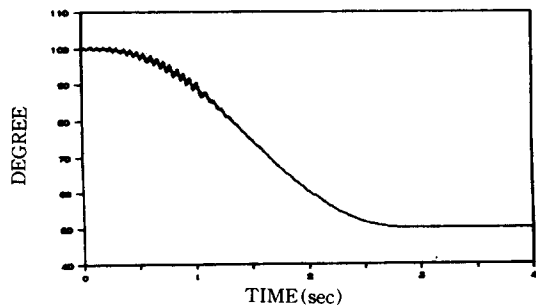


그림 4 무 부하시 링크 2의 궤적.
Fig. 4 Trajectory of Link-2 with No Load.