전력전송구간을 분할하여 데이터 신호를 전송하는 전력선 통신방법

조재승[†], 황일규¹

Power Line Communication Method with Splitting of Power Transmission Interval

Jae-Seung Cho[†], and Il-Kyu Hwang¹

Abstract - This paper studies the power line communication method with splitting of power transmission interval in the small DC power system using pulse width modulation. The method divides the entire interval for transmitting power and data into a power transmission interval where power is supplied to a load and a data transmission interval where power from the power supply to the load is disconnected. The circuit is designed for the implementation to separate the power line from the power supply and load. The results of tests show the feasibility of the proposed power line communication method.

Keywords : power line communication, splitting of power transmission interval, pulse width modulation, data transmission

1. 서 론

전력선 통신은 전력을 공급하는 전력선을 이용하여 통신 데이터 신호를 함께 전송하는 방식이다. 일반적으로 공칭주파수의 높은 교류전압에 높은 주파수의 저전압의 통신 데이터 신호를 중첩하여 전송하는 방식을 사용하고 있다^[1]. 이러한 전력선 통신방식은 직류전압에도 적용되어 사용되기도 한다. 대용량의 교류 전력망이 아닌 소형의 직류 전원을 사용하는 자동차, 모터 드라이브 장치, 소형 로봇, LED 제어장치 등의 시스템에서 직류 전력선 통신의 적용이 가능하며 연구가 진행되어 왔다^[2,3]. 그러나 기존의 데이터 신호를 중첩하는 방식의 전력선 통신에서는 전력선에 연결된 부하 전기장치들이 발생하는 전기적 잡음이 저전압의 통신 데이터 신호에 영향을 주게 된다. 통신 데이터 신호를 전기적 잡음의 크기보다 크도록 조정하여 전기적 잡음에 영향을 덜 받

게 하려고 하면 공급하는 전력량이 변화하고 고조파 성분이 증가하는 문제가 발생하게 되므로 이 또한 제한될 수밖에 없다. 모터 드라이브, LED 구동장치 등 직류전원을 사용하는 응용분야가 넓어지면서, 최근 들어 dc-dc 컨버터를 사용하는 경우의 직류전력선 통신방식에서는 스위칭 주파수를 변화시키는 방식의 전력선 통신방식도 제안되었다^[4]. 전력을 공급하는 dc-dc 컨버터의 스위칭 주파수를 변화시켜 변화된 주파수를 체크하여 데이터를 구분하는 방식은 전기적 잡음에는 안정적일 수 있으나, 스위칭 주파수를 변화시켜 전송하는 구간이 일정 시간 이상 유지되어야 하기 때문에 데이터 전송속도 면에서는 성능이 저하되는 문제점을 가지게 된다.

본 논문에서는 스위칭 주파수를 변화시키는 방식보다 데이터 전송속도를 높일 수 있고, 기존의 통신신호를 중첩시키는 방식보다는 전송하는 데이터 신호의 전압을 크게 할 수 있어 잡음에 강인할 수 있는 방식으로 전력 전송구간을 분할하여 데이터 신호를 전송하는 전력선 통신방식을 제안하였고, 직류전원을 사용하는 LED 조명 제어 시스템에 제안한 전력선 통신방식을 적용하였다. 제안한 방식은 PWM 또는 PFM 방식과 같이 스위칭 변조방식으로 전압을 공급하는 직류전원 시스템에서, 전압이 부하 측 장치에 가해지는 구간을 전력을 전송하는 구간으로 사용하고 전력이 공급되지 않는 구간에 데이터 신호를 전송하는 통신 구간으로 활용하는 방식으로

Paper number : TKPE-2012-17-3-9 ISSN: 1229-2214

[†]Corresponding Author : jscho@dongyang.ac.kr, School of Robot and Automation Engineering, Dongyang Mirae University

Tel: +82-2-2610-1740 Fax: +82-2-2610-1852

¹School of Robot and Automation Engineering, Dongyang Mirae University.

Manuscript received Feb. 8, 2012; accepted Mar. 13, 2012

— 본 논문은 편집위원회에서 우수기술논문으로 추천됨

Fig. 1 A schematic diagram for pulse width modulation

전기적 잡음에 강인한 장점을 가진다. 또한 데이터 신호가 전력선을 통해 전송되더라도 전원 측에서 부하 측으로 전달하는 전력량에는 영향을 주지 않고, 전력량도 제어할 수 있는 장점을 가진다.

2. 전력전송구간을 분할한 전력선 통신 방식의 동작원리

그림 1은 일반적인 펄스폭 변조방식을 사용하여 부하 측으로 전력을 공급하는 회로이다. 그림 1에서 직류전원의 전압(V_{dc})은 펄스폭 변조 제어부의 제어신호에 따라 반도체 스위칭 소자를 스위칭하여 펄스형태의 전압 V_{out} 을 부하 측으로 전달한다. 부하 측의 콘덴서 양단 전압 V_L 은 반도체 스위칭 소자의 도통 및 차단 구간에 따라 평균전압에서 미세한 증감을 가지게 된다. 부하 측의 다이오드는 펄스폭 변조방식의 t_{off} 기간 동안 부하 측의 전압 V_L 이 직류전원 측에 역방향으로 가해지는 것을 차단하는 역할을 하게 된다. 따라서 펄스폭 변조방식의 회로에서 반도체 스위칭 소자가 차단되는 t_{off} 기간 동안 인덕터가 에너지를 방출하는 기간이 경과한 이후에는 전원 측과 부하 측을 연결하는 전력선이 직류전원 측과도 부하 측과도 연결이 되지 않는 상태가 된다. 따라서 이 기간 동안에 전력선을 통하여 제한된 크기의 통신 데이터 신호를 송수신할 수 있다. 즉 스위칭 소자가 차단된 상태에서는 전원 측의 직류전원 V_{dc} 는 +전력선에만 연결되고, -전력선은 차단되는 상태이다.

또한 부하 측의 콘덴서 전압 V_L 보다 전력선에 송수신할 데이터 신호의 전압이 작다면 다이오드에 걸리는 전압이 역방향이므로 부하 측과 +전력선을 차단하게 되고 -전력선만 부하 측과 연결되어 있는 상태로 된다. 결국 전력선로는 반도체 스위칭 소자가 차단되는 t_{off} 기간 동안 전원 측과 부하 측에 연결되지 않는 상태이므로, 이 기간 동안에 V_L 보다 작은 전압 레벨을 가지는 통신 데이터 신호를 송수신할 수 있다.

그림 2는 본 연구에서 제안한 전력전송구간을 분할한 전력선 통신방식에서 전력과 통신 데이터 신호의 파형

Fig. 2 The voltage waveform of power and data transmission signals in the proposed method

을 보여준다. 그림 1의 회로에서 스위칭 소자를 도통시키는 t_{on} 구간 동안 전력선에는 V_{dc} 전압이 나타나게 되고, 스위칭 소자를 차단시키는 t_{off} 구간에 통신 데이터 신호 전원인 V_{sig} 전압을 이용하여 데이터 신호를 가한 파형의 모습이다. 이때 V_{sig} 전압의 크기는 부하 측의 전압 V_L 보다 작은 범위에 있어야 한다. 이 경우 통신 데이터 신호에 의한 전압은 부하 측에 전력으로 전달되지 않으므로 기존의 통신데이터 신호를 중첩하는 방식처럼 부하 측에 전달되는 전력량이 변화하거나 고조파 성분이 전달되는 문제가 발생하지 않는다. 더욱이 통신 데이터 신호의 크기는 V_L 보다 작은 범위에서는 신호의 크기를 최대한 크게 할 수 있으므로 전기적 잡음에 대하여도 강인한 장점을 가진다.

3. 전력선 통신 회로의 구성

그림 3은 본 연구에서 제안한 전력선 통신 회로의 구성도이다. 전원 측은 직류전원과 반도체 스위칭 소자(FET)를 펄스폭 변조방식으로 제어하기 위한 펄스폭 변조 제어부 및 전력선 통신부로 구성한다. 펄스폭 변조 제어부는 일정한 주기로 직류전원을 스위칭 해주는 제어신호와 통신할 데이터를 발생시키는 기능을 하도록 마이크로프로세서를 사용하여 구성하였다. 전력선 통신부는 전력선로에 데이터 신호를 발생하기 위한 직류전원(V_{sig})과 저항 R_2 , 다이오드 D_1 그리고 포토커플러로 구성하였다. 다이오드 D_1 은 전력선에 전원전압이 가해진 상태일 때 직류전원(V_{sig}) 측에 전원전압 V_{dc} 가 가해지는 것을 방지하기 위하여 사용하였다. 포토커플러는 전력선로에 통신데이터 신호를 공급하면서도 펄스폭 변조 제어부와 절연시켜주는 역할을 위해 사용하였다. 전

Fig. 3 A schematic diagram of the proposed power line communication

력선에 전압이 가해지지 않는 시간 즉 FET 스위칭소자가 차단된 시간 동안 펄스폭 변조 제어부에서 발생하는 데이터 신호는 포토커플러를 거쳐 전력선에 가해지게 된다. 부하 측은 전원 측에서 전달되는 전력을 평활화하기 위한 인덕터 L1, 콘덴서 C1, 전력선과 부하를 차단하기 위한 다이오드 D2 및 환류다이오드 그리고 전력선 통신 데이터를 수신하기 위한 수신부로 주요 회로가 구성되어진다.

인덕터 L1이 회로에 없으면 펄스폭 변조방식으로 부하 측 전압을 제어하지는 못하나 부하 측에 전력을 공급하면서 통신을 할 수 있는 기능은 구현된다. 인덕터 L1이 있을 경우에는 인덕터에 축적된 에너지가 방출되는 동안 환류다이오드가 도통이 되어 전력선로에 데이

터 신호를 실을 수 없다. 그러나 작은 용량의 인덕터를 사용하면 인덕터에 축적된 에너지가 방출되고 난 이후에 통신데이터를 전력선로로 보낼 수 있으므로, 부하 측 전압의 제어도 일부 가능하면서 전력선 통신을 할 수 있다. 본 연구에서는 이 두 가지 경우에 대한 실험을 수행하였다.

전력선 통신을 위한 주요회로 이외에 부하 측에는 LED 구동회로가 포함된다. 콘덴서 C1에는 FET 스위칭소자가 도통된 시간동안 전원 측으로부터 전력이 전달되어 진다. 전원이 차단되는 시간 동안은 다이오드 D2가 콘덴서의 전압 V_L 이 전력선로에 가해지지 않도록 차단해주어 전력선로를 데이터 신호를 전송하는 용도로 사용할 수 있게 해준다. 콘덴서의 평활화 된 전압 V_L 로부터 부하 측의 제어부에 필요한 5V 직류전원을 7805 레귤레이터를 사용하여 구성하였다. 부하 측의 전력선 통신부는 다이오드 D2의 입력단의 +전력선로와 -전력선로 사이에 포토커플러를 사용하여 신호를 수신할 수 있도록 구성하였다. 수신된 신호는 비교기를 거쳐 부하 측의 제어부로 입력되어 수신된 신호에 따라 LED 구동부를 제어하는 기능을 수행하게 된다. 결국 그림 3과 같이 구성한 회로에서 전원 측의 FET 스위칭소자를 펄스폭변조방식으로 스위칭하면서 도통구간에서는 전원 측에서 부하 측으로 전력의 전달을 하고, 차단구간에서는 통신 데이터 신호를 송수신할 수 있는 동작을 가능하게 하였다.

4. 실험 결과

본 연구의 실험을 위하여 구성한 회로에서 마이크로 프로세서는 Atmega128을 사용하였다. 스위칭을 위한 MOSFET는 IRF540을 다이오드는 fast recovery diode인 FR305를 사용하였다. 포토커플러는 4n28과 비교기는 LM339를 사용하였다. 부하 측 L1은 100[μH], C1은 470 [μF]를 사용하였다. 직류전원전압(V_{dc})은 12[V], 데이터 통신을 위한 신호를 발생하기 위한 전압(V_{sig})은 6[V]를 사용하였다. 전력을 공급하는 전력선에 흐르는 전류는 부하 조건에 따라 변화하지만 1[A]정도로 하고 실험을 수행하였다. 스위칭 주파수는 2[KHz]로 펄스폭 변조방식으로 제어하였고 스위치가 차단되는 시간은 300[μsec]로 동작시켰다. 이 기간 동안에 스위칭이 차단되는 시점과 도통되는 시점 전 후에 스위칭 잡음을 피하기 위하여 50[μsec]씩 간격을 두었고, 나머지 기간 동안 4개의 데이터 신호를 50[μsec] 간격으로 전송하였다. 전력선의 길이는 5[m]와 50[m]인 경우에 대하여 실험을 수행하고 비교하였다.

4.1 부하 측에 인덕터(L1)가 없는 경우

그림 3의 회로에서 인덕터 L1을 제거하고 다이오드 D2와 콘덴서 C1을 직접 연결한 회로를 구성하고, 전력

Fig. 4 The voltage waveform of power line V_{out} (transmission signal 1111)

선의 길이는 5[m]의 경우에 대하여 실험을 수행하였다. 이 경우 부하 측에 공급하는 전력량을 제어하지는 못하지만 부하에 전력을 공급하면서, 통신이 가능하다는 점에서 의미가 있다.

그림 4는 본 연구에서 제안한 전력선 통신방식에서의 데이터 1111을 전송하는 경우의 전력선로 전압(V_{out}) 파형이다. 전압 레벨이 낮은 1[V] 정도의 전압일 때가 데이터 1을 의미한다. 그림 4에서 1[V] 레벨의 전압을 가지는 4개의 파형이 각각 1111 데이터를 의미한다.

스위칭 소자가 도통되는 구간동안에는 12V가 전력선로에 가해지고, FET 스위칭 소자가 차단되는 구간동안 전원 측 전력선 통신부의 포토커플러 출력단자가 오프된 경우에는 대략 4[V]정도의 전압이 나타나게 된다. 4[V]의 전압 레벨은 데이터 통신을 위한 신호를 발생하기 위한 전압(V_{sig}) 6[V]에서 다이오드 D1의 전압강하를 빼고 전력선로에 연결된 저항 R2와 R4의 전압배분에 따른 것으로 볼 수 있다. 스위칭 소자가 차단되는 구간동안 전원 측 전력선 통신부의 포토커플러 출력단자를 온시켜서 1에 해당하는 통신 데이터가 가해진 경우에는 1[V]정도의 전압이 나타나게 된다. 1[V]의 전압 레벨은 포토커플러 출력단자 도통 시 컬렉터와 이미터 사이의 전압으로 볼 수 있다.

그림 5는 데이터 1111을 전송하는 경우에 전력선로 전압(V_{out}) 파형과 수신한 데이터 파형을 동시에 보여주고 있다. 수신한 데이터 파형은 그림 3에서 부하 측에 구성된 비교기의 출력 신호이다. 그림 6은 데이터 1010을 전송하는 경우에 전력선로 전압(V_{out}) 파형과 수신한 데이터 파형을 동시에 보여주고 있다. 전력선로의 전압(V_{out}) 파형의 데이터 신호를 전송하는 부분에서 파형이 왜곡된 것을 볼 수 있다. 이러한 파형의 왜곡되는 문제 때문에 부하 측 전력선 통신부를 구현한 회로에 포토커플러 출력신호를 비교기를 거쳐 파형의 왜곡을 제거하는 과정을 거쳤다. 그림 5와 6에 수신한 데이터 파형은 비교기를 거쳐 파형의 왜곡을 제거하는 과정을 거친 파형을 보여준다. 이 과정에서 시간지연이 발생하게 되었

Fig. 5 A voltage waveform of power line V_{out} (upper) and A voltage waveform of data signal(lower) (transmission signal 1111)

Fig. 6 A voltage waveform of power line V_{out} (upper) and A voltage waveform of data signal(lower) (transmission signal 1010)

고, 대략 20[μsec]정도로 측정되었다.

전력선로의 전압(V_{out}) 파형의 데이터 신호를 전송하는 부분에서 파형이 왜곡되는 현상의 주요한 원인으로 전력선로 상에 존재하는 콘덴서 성분을 들 수 있다. 전력선로 상에 존재하는 콘덴서 성분은 데이터 신호의 파형이 변화하는 상승 하강시간에 직접적으로 영향을 주게 되는 데, 가장 영향을 많이 주는 요인으로 데이터 통신 신호를 발생하기 위한 전압(V_{sig})을 공급하는 직류전원에 포함된 내부 콘덴서 성분이 있다. 일반적인 실험용 직류전원장치에는 내부에 큰 용량의 콘덴서를 포함하고 있어 이러한 전원을 사용하면 파형의 변화가 느려지게 되고 이에 따라 전력선 통신 속도가 저하된다. 이러한 현상의 또 다른 요인으로는 포토커플러 출력단의 전류용량을 들 수 있다. 포토커플러 출력이 도통 시 흘릴 수 있는 전류 용량이 증가하게 되면 콘덴서 성분에 충전된 전압을 빠르게 방전시킬 수 있어서 파형의 변화를 빠르게 개선할 수 있다.

그림 7은 일반적인 실험용 직류전원장치를 데이터 통신을 위한 신호를 발생하기 위한 전압(V_{sig})원으로 사용하였을 경우의 전력선로 전압(V_{out}) 파형(위)과 수신한

Fig. 7 A voltage waveform of power line V_{out} (upper) and A voltage waveform of data signal (lower) at large capacitance in V_{sig} (the missed transmission signal 1010)

데이터 파형(아래)이다. 전력선로의 전압파형이 매우 완만하게 변화하는 것을 알 수 있으며, 그 결과 1010의 데이터 전송이 실패한 것을 보여준다.

따라서 제안한 전력선 통신방식에서는 데이터 통신을 위한 신호를 발생하기 위한 전압(V_{sig})을 공급하는 직류 전원을 콘덴서 성분이 매우 작은 전원으로 사용하여야 한다. 본 연구에서는 데이터 전송속도를 8[Kbps]까지 구현하였다. 이는 dc-dc 컨버터의 스위칭 주파수를 변화시키는 전력선 통신방식^[4]으로 최대 4[Kbps]를 구현한 것에 비하여도 2배 이상 전송속도가 빠르다. 본 연구에서는 새로운 전력선 통신방식의 가능성을 검증해 보기 위한 목적으로 실험을 진행하였으므로 추후 전송속도의 개선에 여지가 남아 있다. 즉 전력선 통신 신호를 발생하기 위한 전원을 콘덴서 성분이 매우 작게 개선하고 포토커플러 출력의 전류용량을 증가시키면 더 빠른 통신 속도를 구현할 수 있을 것이다.

전송거리의 변화에 따른 성능 변화를 알아보기 위하여 전송거리를 50[m]로 늘리고 실험을 수행하였다. 그림 8은 전송거리를 50[m]로 하였을 때 전원 측의 환류다이오드 D4가 없는 경우에 대한 전력선로 전압과 전송에 실패한 데이터 신호 파형이다. 5[m]의 경우에는 전원 측의 환류다이오드 D4가 없는 경우에도 문제가 없었지만 전송거리를 50[m]로 증가시킨 경우 데이터 전송에 실패를 가져 왔다. 그림 8에 나타난 것처럼 스위칭 소자를 차단시킬 때 짧은 기간 동안 전압이 크게 유기되는 것으로 볼 때 전송거리가 늘어나면서 전송선로에 인덕턴스 성분이 문제를 발생하는 것으로 분석하였다. 따라서 전원 측에 환류다이오드 D4를 부착한 결과 그림 9와 같이 데이터 전송에 성공하였다. 전송거리가 늘어나더라도 데이터 신호의 시간지연의 변화는 없는 것을 보여준다.

4.2 부하 측에 인덕터(L1)가 있는 경우

부하 측에 인덕터 L1이 있는 경우 펄스폭 변조방식으로 부하 측에 전압을 제어하면서 전력공급과 통신을 할

Fig. 8 A voltage waveform of power line V_{out} (upper) and A voltage waveform of missed data signal (lower) (distance of transmission 50m, without D4)

Fig. 9 A voltage waveform of power line V_{out} (upper) and A voltage waveform of data signal (lower) (distance of transmission 50m, with D4)

수 있다. 그러나 인덕터의 값이 커지면 환류다이오드 D3가 도통되는 시간이 길어져 이 기간 동안 다이오드 D2의 캐소드 단의 전위가 0[V]가 되어 전력선로에 데이터 신호를 실을 수 없다. 따라서 본 연구에서는 적은 용량의 인덕터를 사용하였다.

그림 10과 11은 듀티 사이클이 각각 20%와 40%인 경우 전력선로 전압(V_{out})파형과 콘덴서 전압(V_L)파형을 측정한 실험결과이다. 듀티 사이클이 20%일 때 콘덴서 전압의 평균값은 4[V], 듀티 사이클이 40%일 때 콘덴서 전압의 평균값은 8[V]로 제어가 되는 것을 보여준다.

그림 10에서 스위칭 소자가 차단되는 시점부터 50[μsec] 동안 전력선로 전압(V_{out})이 0[V] 근방의 값을 가지는 기간이 환류다이오드가 도통되는 기간이고, 그 이후 전력선로에 데이터 신호를 전송하는 것을 보여준다. 그림 12는 듀티 사이클이 40%인 경우 전력선로 전압(V_{out})파형과 수신에 성공한 데이터 파형을 동시에 보여주고 있다.

Fig. 10 A voltage waveform of power line V_{out} (upper) and A voltage waveform across C1 (lower) (distance of transmission 50m, duty cycle 20%)

Fig. 11 A voltage waveform of power line V_{out} (upper) and A voltage waveform across C1 (lower) (distance of transmission 50m, duty cycle 40%)

Fig. 12 A voltage waveform of power line V_{out} (upper) and A voltage waveform of data signal (lower) (distance of transmission 50m, duty cycle 40%)

5. 결 론

본 연구에서는 펄스폭 변조방식을 사용하는 소형의

직류전원과 부하 사이에 전력전송구간을 분할하여 데이터를 전송하는 새로운 전력선 통신방법을 제안하였다. 제안한 전력선 통신방식의 장점으로서는 기존의 통신신호를 중첩시키는 방식보다 전송하는 데이터 신호의 전압을 크게 할 수 있어 전기적 잡음에 강인한 특성을 가진다. 또한 전력과 통신 데이터 신호를 전달하는 구간이 분리되었으므로, 통신 데이터 신호는 전원 측에서 부하 측으로 전달되는 전력에는 영향을 주지 않고 고조파 성분도 포함되지 않는 특성을 가진다.

제안한 전력선 통신방식에서 전송거리에 대한 실험 결과 전송거리가 길어지면 전송선로에 존재하는 인덕턴스가 스위칭 시에 영향을 주는 문제점을 찾고, 환류다이오드를 전원 측에 사용하는 것으로 해결방안을 제안하였다.

제안한 전력선 통신방식은 실험을 통하여 8[Kbps]의 전송속도를 구현하였다. 전송속도에 영향을 주는 요인 중 주요한 것이 데이터 통신 신호를 발생하기 위한 직류전압원의 컨테이너 성분이라는 것을 실험결과로 파악하여, 통신 속도의 개선방향을 제시하였다.

본 연구에서는 단방향 통신만 구현하였지만, 전원 측과 부하 측에 각각 송수신을 할 수 있도록 회로를 구성하면 양방향 통신도 가능할 것이다. 향후 양방향 통신을 구현하는 연구를 진행할 계획이다. 제안한 전력선 통신방식은 자동차, 모터제어, LED 조명 등 직류전원을 사용하는 모든 분야에서 적용이 가능할 것으로 보여 그 효용성이 증가할 것으로 기대한다.

이 논문은 2010년도 동양미래대학 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] N. Pavlidou, A.J. Han Vinck, J. Yazdani, B. Honary, "Power line communications: state of the art and future trends," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 41, pp. 34-40, Apr. 2003.
- [2] F. Nouvel, P. Tanguy, "Towards power line communication in vehicle," *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, pp. 1-4, Istanbul, Aug. 2011.
- [3] Chun-Hung Liu, E. Wade, H. Asada, "Reduced-Cable Smart Motors Using DC Power Line Communication," *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Robotics & Automation*, pp. 3831-3838, Seoul, Korea, May 2001.
- [4] W. Stefanutti, S. Saggini, P. Mattavelli, M. Ghioni, "Power Line Communication in Digitally Controlled DC-DC Converters Using Switching Frequency Modulation," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 4, pp. 1509-1518, Apr. 2008.

조재승(趙載承)

1961년 2월 23일생. 1983년 서울대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 한국과학기술원 자동화 및 설계공학과 졸업(공학박사). 1985년~1992년 LG전자 연구소 선임연구원. 1992년~현재 동양미래대학 로봇자동화공학부 교수.

황일규(黃一奎)

1965년 10월 13일생. 1988년 서울대 조선공학과 졸업. 1990년 한국과학기술원 산업공학과 졸업(석사). 2002년 미국 University of Wisconsin-Milwaukee 기계공학과 졸업(공학박사). 1990년~1994년 삼성종합기술원 주임연구원. 1994년~현재 동양미래대학 로봇자동화공학부 교수.