

## 가시광 무선인식장치에서 가장자리 펄스변조를 이용한 플리커 방지

이성호<sup>+</sup>

### Flicker Prevention Through Edge-Pulse Modulation in a Visible Light Identification System

Seong-Ho Lee<sup>+</sup>

#### Abstract

In this study, we applied edge-pulse modulation to prevent the flicker of light-emitting diode (LED) light in a visible light identification system. In the visible light transmitter, positive pulses were transmitted at the edges of the low-to-high transition points, and negative pulses were transmitted at the edges of the high-to-low transition points of the non-return-to-zero (NRZ) data waveforms. In the visible light receiver, the NRZ waveforms were regenerated by making low-to-high and high-to-low transitions at the point of the positive and negative pulses, respectively. This method has two advantages. First, it ensures that the LED light is flicker-free because the average optical power of the LED was kept constant during data transmission in the transmitter. Second, the 120 Hz optical noise from the adjacent lighting lamps was easily cut off using a simple RC-high pass filter in the receiver.

**Keywords:** visible light identification, LED, edge-pulse modulation, transition point, flicker-free, optical noise.

#### 1. 서 론

가시광인식(visible light identification)은 조명 빛을 이용하여 트랜스폰더가 부착된 인식대상 물체의 정보를 비접촉식으로 자동 인식하는 기술로서 가시광통신의 활용 기술분야 중의 하나라고 할 수 있다. 가시광인식의 송신부에서는 조명에 사용하는 광원을 육안으로 감지할 수 없는 고속으로 변조하여 문의신호를 발생하고, 트랜스폰더에서는 이 신호를 검출한 후 자신이 보유한 데이터로 빛이나 무선주파수를 변조하여 응답신호를 생성한다[1-3]. 리더에서는 이 응답신호를 수신하여 판독함으로써 트랜스폰더가 부착된 인식대상 물체에 관련된 데이터를 수집하게 된다. 이러한 가시광인식에서는 조명으로 사용되는 광원을 활용하여 문의신호를 전송하기 때문에 별도로 송신부의 설치가 필요하지 않아 시스템의 구성이 매우 간편해지는 이점이 있다.

가시광 발광다이오드(light emitting diode: LED)는 이러한 가시광인식에서 조명과 신호전송을 겸하기 위한 광원으로 많이 이용되고 있다. 가시광 LED는 기존의 형광등이나 백열등에 비하여 전력변환 효율이 높고, 기계적 충격에도 강하며, 크기가 작아 다양한 구조의 배열제작이 용이하기 때문에 실내 또는 실외의 조명, 자동차조명, 광고판 조명 등 넓은 분야에 걸쳐 이에 대한 활용이 계속 증가하고 있다. 또한 LED는 주입전류를 제어하여 조명의 밝기를 쉽게 조절할 수 있으며, 응답속도가 빠른 전기광학적 특성을 가지고 있어서 가시광통신 또는 가시광인식에 적합한 광원으로 많이 이용되고 있다 [4-6].

가시광인식에서 사용되는 LED는 신호전송과 조명을 겸하고 있기 때문에 데이터의 전송과정에서 통신과 조명이 서로 영향을 주지 않도록 시스템을 잘 설계하여야 한다. 만일 데이터의 전송과정에서 LED의 평균 광전력이 변하게 되면, 조명상태가 계속 변동하는 플리커(flicker)가 발생하여 시야를 불편하게 할 수 있다. 따라서 이러한 플리커를 방지하기 위해서는 데이터의 전송에 관계없이 LED의 광전력이 항상 일정한 상태를 유지하도록 안정된 시스템을 구성하여야 한다.

기저대역(base-band)의 신호를 사용하여 데이터를 전송하는 경우에는 맨체스터 코드로 LED를 변조함으로써, 광전력을 일정하게 유지하여 플리커를 방지할 수 있다. 이러한 경우에는 수신부에서 맨체스터 코드를 다시 원래의 ASCII코드 신호로 복조할 때, 송신부와 동기된 클럭이 필요하므로 별도의 채널을 통하

서울과학기술대학교 전자IT미디어공학과 (Department of Electronics and IT Media Engineering, Seoul National University of Science and Technology) 232 Gongneung-ro, Nowon-gu, Seoul, 01811, Korea  
<sup>+</sup>Corresponding author: shlee@seoultech.ac.kr  
(Received: Apr. 27, 2020, Accepted: May. 7, 2020)

This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

여 클럭을 전송하거나 수신부에서 클럭을 복구하기 위한 방법이 추가로 제공되어야 한다.

Amplitude shift keying(ASK) 또는 frequency shift keying(FSK) 변조와 같이 부반송파(sub-carrier)를 사용하는 경우에는 데이터의 전송과정에서 평균 광전력이 항상 일정하게 유지되므로 플리커를 쉽게 방지할 수 있다[7]. 이러한 경우에는 송신부에서 데이터의 전송률에 비하여 현저히 높은 주파수를 가지는 발진기와 이를 변조하기 위한 회로가 추가로 구비되어야 하고, 수신부에서는 부반송파 주파수에 맞는 정밀한 필터를 포함하는 복조회로가 필요하다.

가시광 수신부에서는 데이터 전송과 관계가 없는 주변의 다른 조명시설로부터 유입되는 120 Hz의 잡음광을 차단할 수 있는 대책이 필요한 경우가 많다. 부반송파 주파수를 사용하는 시스템에서는 고역통과필터나 대역통과필터를 사용하여 이러한 잡음을 비교적 쉽게 소거할 수 있다. 그러나 비교적 낮은 주파수의 기저대역 시스템에서는 이러한 필터를 사용하여 잡음을 소거할 때 신호과형도 일부 왜곡되어 신호 검출에 어려움이 생기는 경우가 발생할 수 있다.

본 논문에서는 기저대역을 사용하는 가시광 시스템에서 송신부의 플리커를 방지함과 동시에 수신부에서 120 Hz잡음을 소거할 수 있는 가장자리 펄스변조(edge-pulse modulation)방식을 새로이 제안하고 실험을 통하여 확인한다. 이 구조에서는 송신부에서 non-return-to-zero (NRZ) 신호를 전송하는 경우에, NRZ 데이터의 비트 열에서 low-to-high 형태로 전압이 천이하는 지점과 high-to-low 형태로 천이하는 지점에서 각각 (+) 펄스와 (-) 펄스를 생성하여 전송한다. 이와 같은 변조방법을 사용하면, 임의의 관측시간 내에 발생하는 low-to-high 천이 횟수와 high-to-low 천이 횟수가 항상 같기 때문에 LED의 평균 광전력이 항상 일정한 상태를 유지하게 된다. 또한 NRZ과형 대신에 짧은 펄스를 사용하여 전송하기 때문에 수신부에서 간단한 RC-고역통과필터를 사용하여 120 Hz의 잡음이 쉽게 소거되고, 원신호의 복구가 간편한 장점을 가지고 있다.

본 논문에서는 이러한 가장자리 펄스변조방식을 무선인식장치에 활용하였다. 무선인식장치에서 문의신호를 발생하는 LED가 데이터의 유무에 관계없이 항상 일정한 광전력을 유지하므로 플리커가 없는 조명상태를 이루었으며, 응답신호를 발생하는 트랜스폰더에서는 RF전송모듈을 사용하여 가시거리 밖에 있는 관리자의 컴퓨터로 응답신호가 곧바로 전달되도록 무선인식장치를 구성하였다. 이와 같은 구조가 활용될 수 있는 분야로는, 도로 상의 톨게이트 또는 자동차 출입문에 설치된 LED조명을 이용하여 통행차량에 대한 데이터를 자동 인식하거나 대형 마트에서 관리 대상 카트의 실시간 이동현황을 관리하기 위한 센서시스템을 구축할 때 이러한 방법을 사용하면 시스템 구성이 매우 간편해진다

## 2. 가장자리 펄스 변조 및 데이터 복구

### 2.1 가장자리 펄스 변조 방법

가시광 송신부에서 가장자리 펄스 변조방식을 도식적으로 나타내면 Fig. 1과 같다.

Fig. 1(a)는 임의의 non-return-to-zero(NRZ) 전송데이터 파형의 예를 들어 도식적으로 표현한 것이다. Fig. 1(b)는 NRZ 전송데이터에서 “low-to-high” 천이가 발생하는 가장자리 지점에서 전송되는 (+) 펄스를 나타내며, 펄스의 기저레벨은 0V 이고, 꼭지점의 전압은  $+V_0$ 이다. Fig. 1(c)는 NRZ 전송데이터의 “high-to-low” 천이가 발생하는 지점에서 전송되는 (-)펄스를 나타내며, 펄스 상부의 평탄한 레벨의 전압은  $+V_0$  이고, 펄스 하부의 꼭지점은 0V에 해당한다. Fig. 1(d)는 (b)의 (+) 펄스와 (c)의 (-) 펄스 전압이 합쳐져 LED를 구동할 때 나타나는 3-레벨의 광출력 신호로서, 최상위 레벨은  $2P_0$ , 중간 레벨은  $P_0$ , 그리고 최하위 레벨은 0에 해당한다. 이와 같이 3-레벨의 펄스로 변조된 상태에서 LED의 평균 광전력을 계산하면 다음과 같다. NRZ전송 데이터의 파형에서 임의의 관측시간  $T$  동안  $n$ 개의 “low-to-high” 천이가 발생한다면, 같은 수  $n$ 개의 “high-to-low” 천이가 발생한다. 따라서 관측시간  $T$ 내에는  $n$  번의 (+) 펄스와  $n$  번의 (-) 펄스가 발생한다.

Fig. 1(d)에서  $n$ 개의 (+) 펄스에 의한 빛 에너지를 계산하는 경우, 1 비트 시간( $t_b$ ) 중에서 펄스 지속시간 ( $\Delta t$ )에서는  $2P_0$ 의 광전력이 발생하고, 펄스폭을 제외한 나머지 시간 ( $t_b - \Delta t$ ) 동안은 계속  $P_0$ 의 광전력이 유지되므로, 관측시간  $T$ 동안에 발생한  $n$  번의 (+)광펄스에 의한 빛 에너지는

$$P_{(+)} = 2P_0 \times n \times \Delta t + P_0 \times n \times (t_b - \Delta t) \tag{1}$$

이 된다. 여기에서  $P_0$ 는 광펄스의 진폭이며,  $\Delta t$ 는 펄스폭,  $t_b$ 는 NRZ 데이터에서 1 비트시간(bit time)을 나타낸다.

같은 방법으로 Fig. 1(d)에서  $n$ 개의 (-) 펄스에 의한 빛 에너

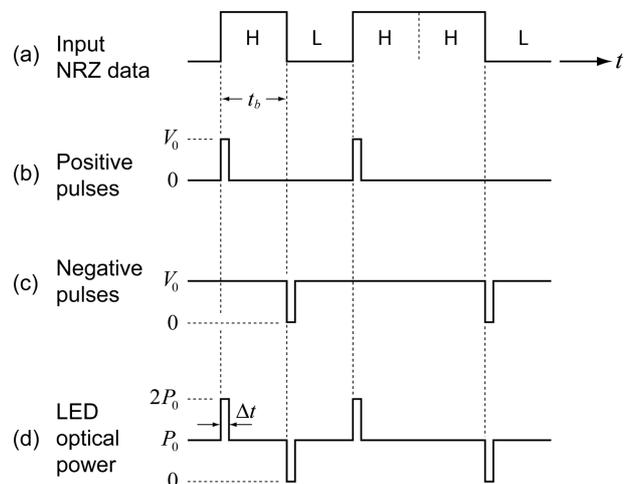


Fig. 1. Edge-pulse modulation in the transmitter.

지를 계산할 때, 1 비트 시간( $t_b$ ) 중에서 펄스 지속 시간( $\Delta t$ ) 동안은 광전력이 없고, 펄스폭을 제외한 나머지 시간( $t_b - \Delta t$ )에는  $P_0$ 의 광전력이 유지되므로, 관측시간  $T$  동안에 발생하는  $n$  번의 (-) 펄스에 의한 빛 에너지는

$$P_{(-)} = P_0 \times n \times (t_b - \Delta t) \quad (2)$$

이 된다. 관측시간  $T$  내에서 NRZ데이터에 동일한 high(H) 또는 동일한 low(L)가 연속 발생하여 천이가 발생하지 않는 시간이  $i$  개의 비트시간이라면, 이 구간에서는 연속하여  $P_0$ 의 광전력이 계속 유지되므로, 이 시간 동안 발생하는 빛 에너지는

$$P_{(0)} = P_0 \times i \times t_b \quad (3)$$

이다. 식(1)-(3)을 합하여 임의의 관측시간  $T$  동안에 발생하는 LED의 평균 광전력을 계산하면

$$\begin{aligned} P_{avg} &= \frac{1}{T} \times \{P_{(+)} + P_{(-)} + P_{(0)}\} \\ &= \frac{P_0}{T} \times \{2n\Delta t + n(t_b - \Delta t) + n(t_b - \Delta t) + it_b\} \\ &= \frac{P_0}{T} \times \{2n\Delta t + 2n(t_b - \Delta t) + it_b\} \\ &= \frac{P_0}{T} \times (2n + i)t_b \end{aligned} \quad (4)$$

이 된다. 여기에서 관측시간  $T$ 는  $n$  번의 (+) 천이가 발생하는 비트시간 ( $nt_b$ )과  $n$  번의 (-) 천이가 발생하는 비트시간 ( $nt_b$ ), 그리고 천이가 발생하지 않은 비트시간 ( $it_b$ )의 합에 해당된다. 즉

$$T = nt_b + nt_b + it_b = (2n + i)t_b \quad (5)$$

이다. 이 값을 식(4)에 대입하면 LED의 평균 광전력은

$$\begin{aligned} P_{avg} &= \frac{P_0}{(2n + i)t_b} (2n + i)t_b \\ &= P_0 \end{aligned} \quad (6)$$

가 되어 데이터의 전송여부에 관계 없이 LED의 평균 광전력이 항상  $P_0$ 로 일정한 상태로 유지된다. 그 결과, 전송과정에서 LED 출력광에는 평균 광전력의 변화에 의한 플리커가 발생하지 않고 항상 균일한 조명상태를 이루게 된다.

### 2.2 가장자리 펄스로부터 데이터 복구 방법

트랜스폰더에서는 가장자리 펄스로 변조하여 전송된 신호를 받아 원신호에 해당하는 NRZ데이터를 복구한다. 수신된 신호로부터 원신호를 복구하는 과정을 도식적으로 나타내면 Fig. 2와 같다.

Fig. 2(a)는 포토다이오드에서 검출된 전압신호의 예를 도식적으로 나타낸 것이다. 가시광 시스템을 구성하는 경우 그 주변에는 가시광 전송과 관계가 없는 다른 LED 램프, 또는 형광등이나 백열등의 조명이 존재하는 경우가 많다. 이와 같은 환경에서는 송신부에서 보내온 신호 이외에도 인접된 다른 조

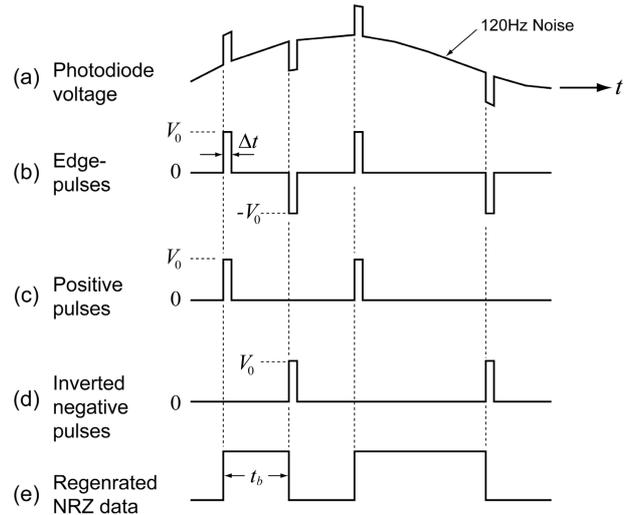


Fig. 2. Data recovery process in the transponder.

명장치로부터 유입되는 잡음광이 존재할 수 있다. 이러한 잡음은 대부분 60 Hz의 전력선으로 구동되는 조명장치에서 전력선 주파수의 2배에 해당하는 120 Hz의 잡음광인 경우가 많다. 포토다이오드에 유입되는 잡음광의 세기가 신호광에 비하여 매우 약할 때는 이를 무시할 수 있지만, 잡음이 신호광의 세기에 근접하는 경우에는 이러한 잡음을 소거하기 위한 대책이 마련되어야 한다.

송신부에서 가장자리 펄스변조 방식으로 수 us의 짧은 광펄스를 전송하면, 수신부에서는 간단한 RC-고역통과 필터를 사용하여 120 Hz의 잡음을 소거하고 펄스 신호만 수신할 수 있다. Fig. 2(b)는 이러한 RC-고역통과필터를 사용할 때 나타나는 수신파형을 도식적으로 표현한 것이다. 여기에서 수신된 가장자리 펄스파형은 3-레벨의 전압신호로서 중간레벨이 접지에 해당하는 0V 이고, (+) 펄스의 진폭은  $+V_0$ 이며, (-) 펄스의 진폭은  $-V_0$ 의 전압이 된다. 이 상태에서 다이오드 회로를 사용하여 (+) 펄스와 (-) 펄스를 따로따로 분리할 수 있다. Fig. 2(c)는 수신된 ( $\pm$ ) 펄스 중에서 다이오드를 통하여 (+) 펄스만 추출된 상태이며, Fig. 2(d)는 반전 증폭기를 사용하여 반전된 (-) 펄스만 다이오드를 통하여 검출되는 상태를 도식적으로 나타낸 것이다.

Fig. 2(e)는 (c)와 (d)의 펄스신호를 각각 마이크로프로세서의 인터럽트 INT0와 IN1단자에 인가하여 (+) 펄스의 위치에서는 “low-to-high”천이를 발생하고, (-) 펄스의 위치에서는 “high-to-low” 천이를 발생할 때 복구되는 NRZ데이터 파형으로서 이 신호는 송신부에서 보낸 NRZ 데이터와 동일한 파형이 된다. 이와 같이 송신부에서는 NRZ데이터의 천이 지점에서 가장자리 펄스를 전송함으로써 LED출력광의 플리커를 방지하고, 수신부에서는 잡음광을 차단하면서 원신호를 복구하는 과정이 반복적으로 이루어진다. 본 논문에서는 이러한 전송방법을 사용하여 가시광 인식장치의 송신부와 트랜스폰더를 구성하였다.

### 3. 가시광인식장치의 구조 및 관측파형

#### 3.1 가시광 인식장치의 구성

가시광 인식장치의 전체 시스템 구조는 Fig. 3와 같다.

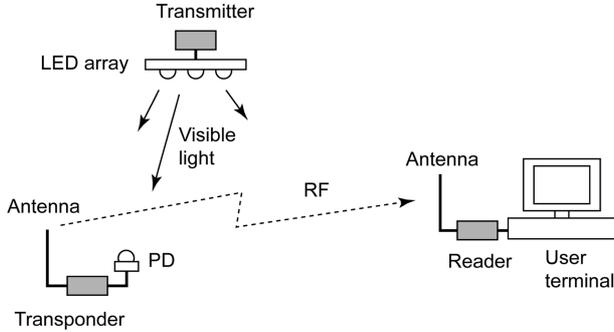


Fig. 3. Visible light identification (VLID) system.

가시광 인식장치는 가시광 송신부와 트랜스폰더, 그리고 리더로 이루어진다. 가시광 송신부에서는 LED array를 광원으로 사용하여 실내의 조명을 제공함과 동시에 LED의 출력광을 문의신호로 변조하여 트랜스폰더에 전달한다. 트랜스폰더는 인식대상물체에 부착되어 있으며, LED array로부터 문의신호를 수신하고 자신의 데이터를 RF로 송출한다. 트랜스폰더로부터 가시거리 밖에 멀리 떨어진 리더에서는 트랜스폰더의 응답신호를 수신하여 관리자의 컴퓨터에 전달하여 데이터를 판독한다. 일반적으로 가시광 송신부와 리더가 동일한 위치에 설치되는 경우가 많으나, 본 논문에서는 가시광 조명을 제공하는 송신부와 리더의 위치를 분리하여 가시거리 밖에서도 트랜스폰더의 데이터를 판독할 수 있도록 트랜스폰더와 리더 사이에 RF무선전송을 통하여 응답신호를 전송하였다. 가시광인식장치의 주요 부분별 회로 구성과 동작과정의 관측결과를 다음과 같다.

#### 3.2 가시광 송신부

가시광인식장치의 송신부 구조는 Fig. 4와 같다.

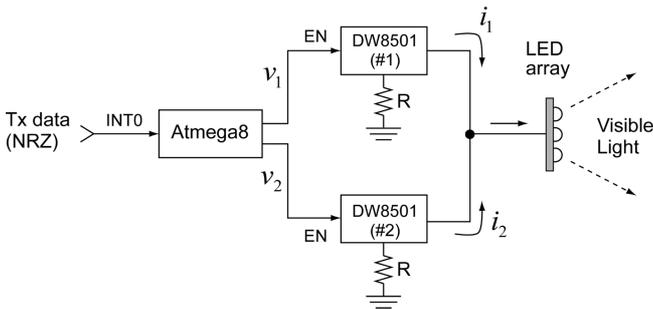


Fig. 4. Configuration of the VLID transmitter.

가시광 송신부는 1 개의 Atmega8 마이크로프로세서와 2개의 DW8501전류구동 IC, 그리고 1개의 LED array로 구성하였다. LED array는 1W의 백색광 LED 12개를 사용하여 3×4평면 배열구조로 제작하여 사용하였다. 입력 단에 전송데이터에 해당하는 NRZ 신호가 들어오면, 이 신호가 Atmega8의 인터럽트 INT0 단자에 인가되어 NRZ신호의 전압전이가 발생하는 부분에서 펄스를 발생하였다. “Low-to-high” 천이하는 지점에서는 펄스폭이 2us인 (+) 펄스( $v_1$ )를 발생하였고, “high-to-low” 천이지점에서는 같은 펄스폭의 (-) 펄스( $v_2$ )를 생성하였다. (+) 펄스와 (-) 펄스를 출력하는 단자를 따로 분리하여, (+) 펄스로는 DW8501#1을 구동하였고, (-) 펄스로는 DW8501#2를 구동하여 각각 출력되는 전류를 합하여 LED array에 공급하였다. Fig. 5는 오실로스코프를 사용하여 송신부에서 관측한 전압파형을 나타낸다.

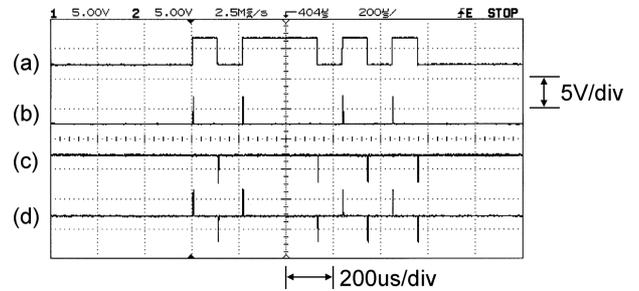


Fig. 5. Voltage waveforms observed in the transmitter. (a) interrogation signal, (b) positive pulses, (c) negative pulses, and (d) sum of positive and negative pulses.

Fig. 5(a)는 송신부에서 발생한 문의신호로서 문자“Q”에 대한 9.6kbps UART 전송규격의 NRZ전압파형을 나타낸다. 문자“Q”의 8비트 ASCII 코드는 “01010001”이며, 최하위 비트를 우선 전송할 때 왼쪽으로부터 오른쪽으로 비트열을 나열하면 “10001010”이 된다. 여기에 start bit “0”와 stop bit “1”을 각각 비트열의 앞과 뒤에 추가하면 “0100010101”의 10비트의 신호가 된다. UART 전송규격에 따라 “0”에 high (H)전압을 지정하고, “1”에 low (L) 전압을 지정하였을 때 전송되는 전압파형은 Fig. 5(a)와 같이 “HLHHHLHLHL”이 된다. Fig. 5(b)는 NRZ 입력파형의 “low-to-high” 천이지점에서 발생한 출력전압 ( $v_1$ )으로서 펄스폭이 2us인 (+) 펄스전압이다. Fig. 5(c)는 NRZ 입력파형의 “high-to-low” 천이지점에서 발생한 출력전압 ( $v_2$ )으로서 펄스폭이 2us인 (-) 펄스전압이다. Fig. 5(d)는 (b)와 (c)가 합해진 상태를 나타내며, 이 신호에 비례한 전류를 사용하여 LED array 를 구동하였다. LED array에서 출력되는 신호광은 3-레벨의 신호로서 (+)펄스의 광출력 진폭은  $2 P_0$ 이고, (-)펄스는 신호광이 없는 0의 상태이며, 펄스가 없는 구간에서는 중간 레벨에 해당하는  $P_0$ 의 상태를 유지하였다. LED array로부터 약 2 m 거리에서 광전력밀도는  $P_0=0.4 \text{ W/m}^2$ 로 측정되었으며, 이 위치에서 조명은 약 600 Lux 로 측정되었다. LED array의 광전력밀도는 OMM-7810B Optical

multimeter를 사용하여 측정하였으며, 조명은 UT382 lux meter를 사용하여 측정하였다. LED array로부터 약 2m의 거리에 트랜스폰더를 설치하고 송신부의 신호를 검출하였다.

### 3.3 가시광-RF 트랜스폰더

가시광인식장치의 트랜스폰더 구조는 Fig. 6와 같다.

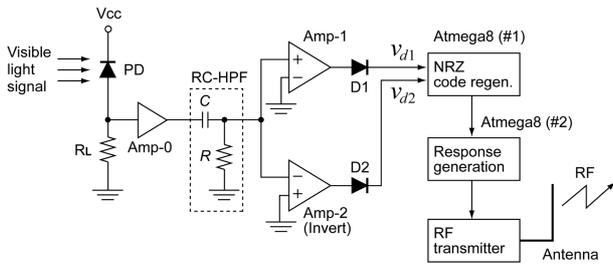


Fig. 6. Configuration of the VLID transponder.

트랜스폰더는 1개의 포토다이오드(PD)와 3개의 증폭기, 2개의 다이오드, 2개의 Atmega8 마이크로프로세서, 그리고 1개의 UHF 송신기로 구성하였다. 포토다이오드가 가시광 신호를 수신하여 증폭기(Amp-0)에서 증폭되어 커패시터C와 저항R로 이루어진 RC-고역통과필터(RC-HPF)를 통과한 후 2개의 증폭기의 입력단에 동시에 인가되었다. RC-HPF에서  $R=1\text{ k}\Omega$ ,  $C=0.1\text{ }\mu\text{F}$ 을 사용하였을 때 차단주파수는 약 1.6 kHz이었으며, 필터의 출력을 비반전증폭기 (Amp-1)와 반전증폭기(Amp-2)의 입력단에 공통으로 인가하였다. 비반전증폭기Amp-1의 출력전압이 다이오드D1을 통과하면서 (+)펄스는 나타나고 (-)펄스는 차단되었다. 따라서 다이오드 D1의 출력전압( $v_{d1}$ )에는 (+) 펄스만 존재하였다.

증폭기Amp-2는 반전증폭기이므로, Amp-2의 출력전압에서는 (-) 펄스가 (+) 펄스로 반전되어 나타난다. 이 전압이 다이오드 D2를 통과하면서 출력전압( $v_{d2}$ )에는 반전된 (-) 펄스만 나타난다. 다이오드 D1과 D2의 출력전압을 각각 Atmega8(#1)의 인터럽트 단자 INT0와 INT1에 인가하여, (+) 펄스의 위치에서는 “low-to-high” 천이를 발생하고, (-) 펄스의 위치에서는 “high-to-low” 천이를 발생하여 원신호에 해당하는 NRZ 데이터를 재생하였다. Atmega8(#2)는 Atmega8(#1)의 출력전압을 읽어 들어 문의신호”Q”와 일치할 때 응답신호를 발생하여 UHF 송신기로 전달하였다. 실험에서 사용한 UHF 송신기는 433 MHz의 캐리어를 사용하는 Radiometrix-Tx 모듈을 사용하였다. Fig. 7는 트랜스폰더에서 NRZ데이터의 복구과정을 오실로스코프로 관측한 전압파형이다.

Fig. 7(a)는 트랜스폰더의 포토다이오드에서 검출된 전압파형을 나타낸다. 여기에서는 송신부에서 보낸 가장자리 펄스 신호 이외에도 수신부에 인접한 다른 조명램프로부터 유입된 잡음광과 섞여있는 상태로서 파형에서 보이는 큰 기울기는 120 Hz의 잡음광을 나타낸다. Fig. 7(b)는 포토다이오드 전압이 RC-HPF

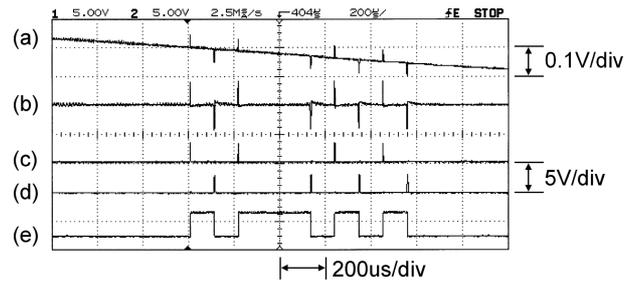


Fig. 7. Voltage waveforms observed in the transponder. (a) photo-diode voltage, (b) RC-HPF output, (c) positive pulses, (d) inverted negative pulses, and (e) the regenerated interrogation signal.

를 통과한 후에 나타난 전압파형으로서 120 Hz의 잡음은 소거되고, 송신부에서 보낸 (+)가장자리 펄스만 출력됨을 볼 수 있다.

Fig. 7(c)는 Fig. 6의 트랜스폰더 회로에서 비반전 증폭기인 Amp-1과 다이오드 D1을 통과한 후에 나타난 전압( $v_{d1}$ )으로서, (+) 가장자리 펄스 신호 중에서 (+) 펄스만 출력되는 상태를 보이고 있다. Fig. 7(d)는 Fig. 6의 트랜스폰더 회로에서 반전 증폭기인 Amp-2와 다이오드D2를 통과한 후에 나타난 전압( $v_{d2}$ )으로서, (+) 가장자리 펄스 신호 중에서 (-) 펄스만 반전되어 나타난 상태이다.

Fig. 7(e)는 (+)펄스와 반전된 (-)펄스를 각각 마이크로프로세서 Atmega8(#1)의 인터럽트단자 INT0와 INT1에 입력하여, (+) 펄스의 위치에서 “low-to-high” 전압천이와, (-) 펄스의 위치에서 “high-to-low” 천이를 발생하여 재생된 NRZ 신호를 나타낸다. 이 파형은 송신부에서 보낸 NRZ 데이터 신호인 Fig. 5(a)와 동일한 형태이며, 문자 “Q”에 대한 UART 형식의 ASCII 코드를 나타낸다. 이 신호가 트랜스폰더의 마이크로프로세서 Atmega8(#2)의 입력단자에 인가되었을 때, 응답신호를 발생하였다. Fig. 8은 트랜스폰더에서 발생한 응답신호를 오실로스코프로 관측한 것이다.

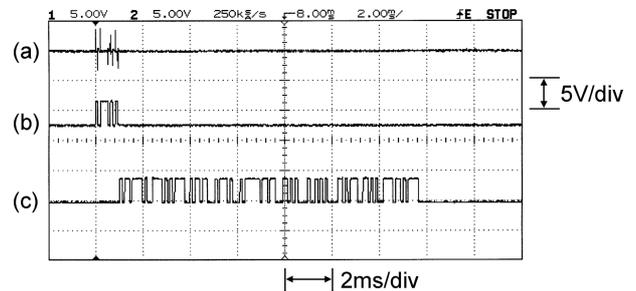


Fig. 8. Voltage waveforms observed in the transponder. (a) edge-pulses, (b) the recovered interrogation signal, (c) response signal.

Fig. 8(a)는 트랜스폰더에서 검출한 가장자리 펄스파형으로서 앞의 Fig. 7(b)와 동일한 파형이며, 오실로스코프의 시간 축

을 2 ms/div 눈금으로 확대하여 관측한 것이다. Fig. 8(b)는 트랜스폰더의 마이크로프로세서 Atmega (#1)에서 복구되어 출력된 파형으로서 Fig. 7(e)에서 보인 문의 신호 "Q"의 NRZ파형과 같다. 이 신호가 Atmega (#2)의 입력단에 가해졌을 때 출력단에서 발생한 응답신호는 Fig. 8(c)와 같다. 이 응답신호는 9.6kbps의 데이터율로 발생한 UART형식의 문자열 "tCart No=1\r\n"에 해당하는 NRZ전압파형이다. 트랜스폰더는 이 응답신호를 Radiometrix-Tx 모듈을 통하여 리더 쪽으로 무선 전송하였다.

### 3.4 리더 회로

트랜스폰더로부터 약 5m 떨어진 가시거리 밖의 위치에 리더와 관리자 컴퓨터를 설치하여 응답신호를 수신하였다. 리더의 구조를 도식적으로 나타내면 Fig. 9와 같다.

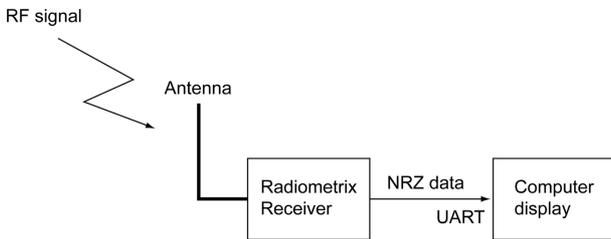


Fig. 9. Configuration of the VLID reader.

리더는 트랜스폰더로부터 보내온 RF응답신호를 검출하기 위한 RF 수신 회로이며, 실험에서는 433MHz의 캐리어를 사용하는 UHF 수신기 Radiometrix-Rx모듈을 사용하였다.

리더에서 수신된 트랜스폰더의 응답신호를 관리자 컴퓨터의 직렬포트에 전달하였을 때 모니터 상에 나타난 문자열은 Fig. 10과 같다.



Fig. 10. Characters displayed on a monitor.

모니터상에 디스플레이 된 문자열은 "Cart No=1" 이었다. 트랜스폰더에서 발생한 응답신호인 문자열 "tCart No=1\r\n" 중

에서 문자열의 위치를 조정하기 위한 3개의 특수문자 "\t"(tab), "\r"(carriage return), "\n" (line feed)를 제외한 나머지 문자열이 화면에 출력되고 있음을 볼 수 있다. 이와 같이 송신부에서 LED 조명을 사용하여 문의 신호를 보내면, 트랜스폰더에서는 이를 인식하여 응답신호를 발생하고, 리더에서는 그 응답신호를 검출하는 가시광인식장치의 동작과정을 실험적으로 확인하였다. Fig. 11은 실험에서 사용한 회로의 외관을 나타낸다.

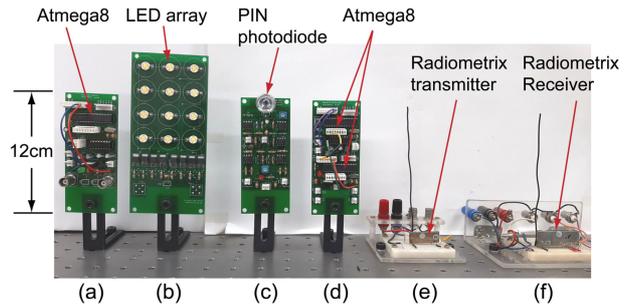


Fig. 11. Circuits used in experiments.

Fig. 11 (a)는 송신부에서 사용한 마이크로 프로세서 Atmega8 회로, (b)는 광원으로 사용한 LED array 회로이다. Fig. 11 (c), (d), (e)는 각각 트랜스폰더에서 사용한 PIN 포토다이오드 SFH-203 회로, 2개의 Atmega8 회로, 그리고 Radiometrix-Tx 회로를 나타낸다. Fig. 11(f)는 리더에서 사용한 Radiometrix-Rx 회로의 외관을 나타낸다.

## 4. 결 론

본 논문에서는 가시광인식장치에서 광원으로 사용되는 LED의 출력광에서 플리커를 방지하기 위한 가장자리 펄스 변조방식을 새로이 제안하고 실험으로 확인하였다. 가장자리 펄스 변조 방식은 NRZ 전송데이터의 "low-to-high"와 "high-to-low" 전이가 발생하는 지점에서 각각 (+)펄스와 (-) 펄스를 전송하는 방법으로서, 이 방식을 사용하여 LED를 변조하는 경우, 전송 데이터의 유무에 관계없이 LED의 평균 광전력이 항상 일정한 상태로 유지되어 플리커가 발생하지 않는다. 먼저 간단한 계산을 통하여 LED의 평균 광전력이 항상 일정하게 유지됨을 수식적으로 확인하였으며, 가시광 송신부에서 가장자리 펄스 변조과정과 트랜스폰더에서 문의 신호를 복구하여 인식한 후 응답신호의 발생과정에 이르기까지 각 단계별로 동작과정을 실험적으로 관측하였다.

기저대역의 변조방식을 사용하는 가시광 인식시스템을 구축할 때 이러한 방법을 사용하면 데이터의 전송과정에서 플리커가 없이 항상 안정된 조명상태를 유지하는 시스템을 매우 쉽게 구성할 수 있다. LED조명을 이용하여 톨게이트에서 통행차량을 관리하거나, 대형의 마트에서 운반용 카트의 이동상태를 실

시간으로 파악하여 관리하기 위한 센서 네트워크를 구축할 때 이러한 구조를 활용하면 매우 간편하게 자동 무선인식 시스템을 구축할 수 있다.

### 감사의 글

이 연구는 서울과학기술대학교 교내연구비의 지원으로 수행되었습니다.

### REFERENCES

- [1] X. Qiu, J. Wei, J. Li, C. Li, and C. Wei, "A novel identification system based on visible light communication", *Proc. Wirel. Opt. Commun. Conf.*, pp. 649-652, Chongqing, China, 2013.
- [2] B. Purahong, T. Anuwongpinit, and J. Dumrong, "Identity checking system by visible light", *Proc. 4th Joint Int. Conf. Inf. Commun. Technol. (JICTEE)*, pp. 1-5, Chiang Rai, Thailand, 2014.
- [3] S. H. Lee, "A passive transponder for visible light identification using a solar cell", *IEEE Sens. J.*, Vol. 15, No. 10, pp. 5398-5403, 2015.
- [4] A. M. Cailean and M. Dimian, "Current Challenges for Visible Light Communications Usage in Vehicle Applications: A Survey", *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, Vol. 19, No. 4, pp. 2681-2703, 2017.
- [5] X. Ma, K. J. Lee, and K. S. Lee, "Appropriate modulation scheme for visible light communication systems considering illumination", *Electron. Lett.*, Vol. 48, No. 18, pp. 1137-1139, 2012.
- [6] V. P. Rachim, Y. Jiang, H. S. Lee, and W. Y. Chung, "Demonstration of long-distance hazard-free wearable EEG monitoring system using mobile phone visible light communication", *Opt. Express*, Vol. 25, No. 2, pp. 713-719, 2017.
- [7] C. Yao, Z. Guo, G. Long, and H. Zhang, "Performance Comparison among ASK, FSK and DPSK in Visible Light Communication", *Opt. Photonics J.*, Vol. 6, No. 8B, pp. 150-154, 2016.