

# 가시광통신에서 맨체스터코드 듀티율과 스파이크 검출을 이용한 LED 조명제어

## LED Dimming Control Using Manchester-Code Duty Factor And Spike Detection in Visible Light Communication

이 성 호\*★

Seong-Ho Lee\*★

### Abstract

Visible light communication (VLC) performs illumination and communication simultaneously, thus it is important to prevent the flicker due to the optical power variation during data transmission and at the same time to have dimming control capability. In this paper, we used Manchester code for flicker-prevention and dimming control. In the transmitter, the duty factor of the Manchester code was used for controlling the LED illumination. In the receiver, the edge-spike signals of an RC-high pass filter were used for recovering the Manchester code while preventing the adjacent noise light. In experiments, the LED light was kept flicker-free and the average optical power was controlled in the range of 8~68 % of the continuous wave (CW) LED light by changing the duty factor of the Manchester code.

### 요 약

가시광통신은 조명과 통신을 동시에 수행하므로, 데이터 전송과정에서 광전력의 변동으로 인하여 발생하는 플리커를 방지함과 동시에 조명제어 기능을 갖추는 것이 중요하다. 본 논문에서는 플리커를 방지하고 조명제어를 위하여 맨체스터코드를 사용하였다. 송신부에서는 맨체스터코드의 듀티율을 사용하여 LED의 조명을 제어하였고, 수신부에서는 RC-고역통과필터의 가장자리 스파이크 신호를 사용하여 인접된 잡음광을 차단하고 맨체스터코드를 복구하였다. 실험에서 LED 빛은 플리커가 없는 상태를 유지하였고, 맨체스터코드의 듀티율을 변경함으로써 평균 광전력을 CW LED 광의 약 8~68 %의 범위에서 제어하였다.

*Key words : Visible light communication, LED, Manchester code, Edge-spike, Flicker-free, Dimming control*

\* Dept. of Electronics and IT Media Engineering, Seoul  
National University of Science and Technology

★ Corresponding author

E-mail : shlee@seoultech.ac.kr, Tel : 02-970-6457

※ Acknowledgment :

This study was supported by the Research Program funded by the SeoulTech (Seoul National University of Science and Technology).

Manuscript received May. 5, 2019; revised Jun 24, 2019; accepted Jun. 25, 2019.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://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.

### 1. 서론

가시광통신은 조명용으로 사용되는 광원의 빛을 이용하여 조명과 통신을 동시에 수행하는 근거리 무선통신기술이다[1]-[5]. 가시광통신에서는 육안으로 구분할 수 없는 빠른 속도로 광원을 변조하여 자유공간으로 데이터를 전송하고, 포토다이오드 또는 CCD 카메라와 같은 수광소자를 사용하여 빛을 수신하는 구조로 시스템을 구성한다. 가시광통신의 광원으로는 기존의 형광등이나 백열등에 비하여 점멸속도가 현저히 빠른 조명용 LED가 주로 많이

사용되고 있다. 최근에 전력변환 효율이 높고 성능이 우수한 고효율의 가시광 LED가 다양한 구조로 많이 개발 및 보급되어, 실내조명, 가로등조명, 차량조명 등 거의 모든 조명에서 기본적인 광원으로 사용되고 있어 가시광통신을 적용할 수 있는 기반 시설이 점점 확대되고 있다[6].

가시광통신은 조명과 통신을 결합하기 때문에 이들이 서로 영향을 주지 않도록 시스템을 잘 설계하여야 한다. 특히 통신과정에서 LED의 평균 광전력의 변동으로 인하여 조명이 깜박거리는 플리커 (flicker) 현상이 발생할 수 있다. 이러한 플리커를 방지하기 위해서는 LED의 평균 광전력이 항상 일정하게 유지될 수 있도록 시스템을 잘 구성하여야 한다. 기저대역에서는 맨체스터코드를 사용하면 플리커를 쉽게 방지할 수 있으며, 부반송파를 사용하는 시스템에서는 데이터를 ASK, OOK, FSK 방식으로 변조하여 플리커를 방지할 수 있다[1, 4]. 가시광시스템에서 요구되는 또 하나의 중요한 기능은 사용자의 필요에 따라 조명제어(dimming control)가 가능하여야 한다. 조명제어를 위해서는 조명과 통신의 광원을 겸하고 있는 LED의 평균 광전력이 사용자의 요구에 따라 변경될 수 있도록 시스템을 구성하여야 한다. 기저대역에서는 맨체스터코드의 듀티율 (duty factor)을 조정함으로써 조명제어가 가능함을 본 논문의 실험과정에서 확인하였다.

그러나 기저대역의 맨체스터코드를 사용하는 경우에 수신부에 인접된 다른 조명램프로부터 120Hz의 잡음광이 유입되어 전송과정에 오류를 일으키는 경우가 많다. 이런 환경에서는 간단히 고역통과필터를 사용하여 잡음광의 간섭을 쉽게 차단할 수 있지만, 기저대역의 신호 자체도 필터를 통과하기 때문에 수신과형이 심하게 왜곡되는 경우가 많다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 수신부에 RC-고역통과필터를 사용할 때 맨체스터 코드의 가장자리에서 발생하는 스파이크 전압을 이용하여 원 신호를 복구하는 방법을 새로이 개발하였다. 수신부의 검출전압이 RC-고역통과필터를 통과하면 120 Hz 잡음광이 소거되고, 맨체스터 코드를 구성하는 각 구형파 펄스의 전단과 후단의 가장자리(edge)에서 각각 (+)와 (-)의 스파이크(edge-spike) 전압이 발생한다. 마이크로프로세서를 사용하여 이러한 (+)와 (-) 스파이크가 발생하는 지점에서 각각 low-to-high와 high-to-low 전압변화를 발생시

키면 원신호의 맨체스터 코드가 재생된다.

이와 같은 전송 구조를 사용하면 송신부에서는 플리커를 방지함과 동시에 조명제어가 가능하고, 수신부에서는 잡음광의 간섭을 차단하는 효과가 있어, 조명기능과 통신 기능이 모두 안정적으로 수행되는 가시광 시스템을 간편하게 구축할 수 있다.

## II. 본론

### 1. 송신부에서 듀티율에 따른 LED 조명변화

가시광통신 시스템에서 맨체스터코드를 사용하면 LED의 평균 광전력을 일정하게 유지하여 플리커를 방지할 수 있다. 또한 LED의 평균 광전력은 듀티율에 비례하므로, 이를 조정하면 LED의 조명제어가 가능하다. 맨체스터코드의 듀티율을 이용한 LED의 조명제어 방법을 도식적으로 나타내면 그림 1과 같다.

그림 1(a)는 동기펄스로서 non-return-to-zero(NRZ) 형태의 입력 데이터를 맨체스터코드로 변환할 때 기준시간으로 사용된다. 그림1(b)는 UART 전송규격으로 데이터를 전송할 때 1개의 문자에 대한 NRZ 전압과형으로서 start bit(0)와 stop bit(1)를 포함하여 총 10 비트로 구성된다. 여기에서는 편의상 문자 "F"를 사용하였다. UART 전송에서는 "1"에 high, "0"에 low 전압이 지정되어 문자 "F"에 대한 전압과형은 그림 1(b)와 같다.

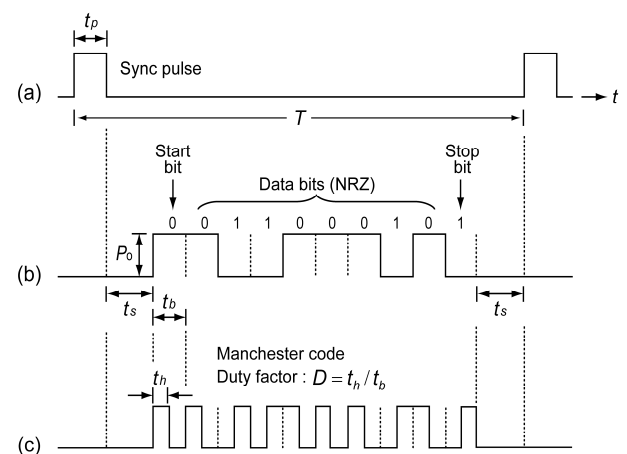


Fig. 1. Manchester code generation. (a) Sync pulse, (b) NRZ input data, (c) Manchester code.

그림 1. 맨체스터코드 생성. (a) 동기펄스, (b) NRZ 입력 데이터, (c) 맨체스터코드

그림1 c)는 문자 “F”가 맨체스터코드로 변환된 상태를 나타내며, 이 파형으로 LED가 변조될 때 LED의 평균 광전력을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_{avg} &= \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = \frac{P_0}{T} \times \sum_{i=0}^9 t_h \\
 &= \frac{P_0}{T} \times 10 t_h = \frac{P_0}{T} \times 10 \times t_b D
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

여기에서  $P_{avg}$ 는 LED의 평균 광전력,  $P(t)$ 는 맨체스터코드로 변조된 LED의 광전력,  $T$ 는 동기펄스의 주기,  $P_0$ 는 진폭을 나타낸다.  $t_b$ 는 1-비트시간(bit time)이며,  $t_h$ 는 1개의 비트시간 중에서 “high”로 유지되는 시간으로서  $t_h = t_b \times D$ 의 관계를 가진다.  $D$ 는 맨체스터 코드의 듀티율로서  $D = t_h/t_b$ 이다. 식(1)에서 보는 바와 같이 LED의 평균 광전력( $P_{avg}$ )은 듀티율( $D$ )에 비례하는 관계를 가지므로, 듀티율( $D$ )을 조정함으로써 LED의 조명제어가 가능함을 알 수 있다. 동기펄스의 주기  $T$ 에는 동기펄스폭( $t_p$ ), 10개의 비트시간( $10t_b$ ), 그리고 동기펄스와 데이터 사이에 존재하는 2번의 정지시간( $t_s$ )이 포함된다. 즉

$$T = t_p + 10t_b + 2t_s \tag{2}$$

이다. 실험에서는 UART 9.6 kbps의 속도를 사용하여 1-비트시간은  $t_b = 104 \mu s$ 이었으며, 동기펄스폭은 비트시간과 동일하게  $t_p = 104 \mu s$ , 정지시간  $t_s = 122 \mu s$ 로 정하여 사용하였다. 동기펄스 1개당 1바이트의 신호가 전송될 수 있도록 동기펄스의 반복주기를  $T = 1.38 ms$ 로 설정하였으며, 이 때 동기펄스의 반복주파수는 720Hz이었다. 이 값을 식(1)에 대입하여 LED의 평균 광전력을 CW 광전력으로 정규화( $P_{avg}/P_0$ )하여 나타내면,

$$\frac{P_{avg}}{P_0} = \frac{1}{T} \times 10 t_b D = 0.75 \times D \tag{3}$$

이 된다. 식(3)을 사용하여 듀티율과 평균 광전력의 관계를 그래프로 나타내면 그림 2와 같다.

그림 2에서 실선의 그래프는 식(3)을 도식한 그래프이며, 기호(■)는 측정값을 나타낸다. 듀티율

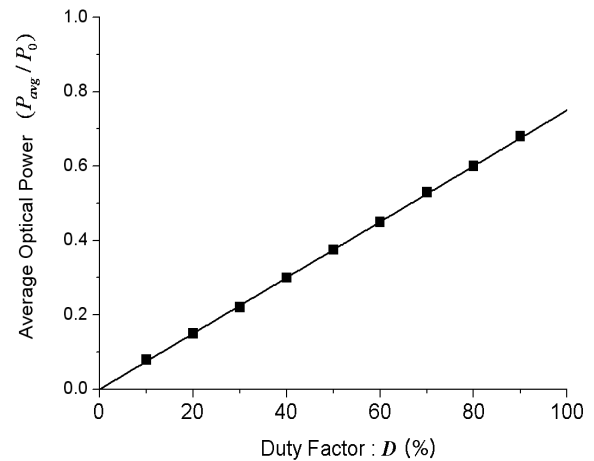


Fig. 2. Average optical power versus duty factor.

그림 2. 평균 광전력과 듀티율의 관계

( $D$ )을 단계별로 10%씩 증가하면서 LED의 평균 광전력을 측정하여 기록하였으며, 광전력의 측정에 사용한 장비는 optical power meter OMM-6810B 이었다. 측정결과  $D=10\%$  일 때  $P_{avg}/P_0 \approx 0.08$  이었으며,  $D=90\%$  일 때  $P_{avg}/P_0 \approx 0.68$  이었다. 이와 같이 가시광 송신부에서는 맨체스터코드의 듀티율을 조정하여 LED의 조명제어가 가능함을 실험적으로 확인하였다.

### 2. 송신부의 구성 및 관측파형

실험에 사용한 송신부의 구조는 그림 3과 같다.

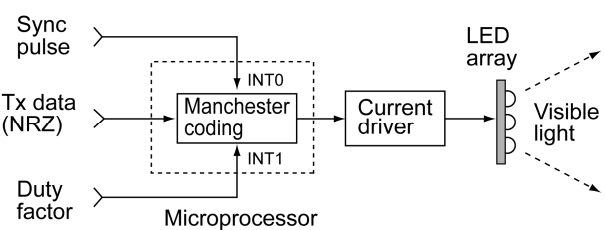


Fig. 3. Configuration of the VLC transmitter.

그림 3. 가시광 송신부의 구성

송신부에는 동기펄스, NRZ 전송데이터, 조명제어를 위한 듀티율이 입력된다. 마이크로프로세서는 매 동기펄스마다 1 바이트의 NRZ 입력데이터를 정해진 듀티율에 따라 맨체스터 코드로 변환하며, 전류원을 통하여 LED array를 구동한다. 맨체스터 코드의 듀티율( $D$ )은 10%~90% 사이를 9구간으로 나누고, 마이크로프로세서의 인터럽트 버튼을 한번씩 누를 때마다 듀티율이 10%씩 증가하고, 최대

90% 가 된 다음에는 다시 10% 부터 단계별로 증가하도록 서브루틴을 구성하였다.

실험에서 송신부에 사용한 마이크로프로세서는 Atmega8이며, LED를 구동하는 전류원으로는 IRF-540 FET를 사용하였다. 가시광 신호를 발생하기 위한 LED-array는 1W 백색광 LED 12개를 사용하여 3×4 평면배열 구조로 제작하여 사용하였다.

그림 4는 송신부에서 오실로스코프로 관측한 전압파형을 나타낸다. 그림 4(a)는 동기펄스를 나타내며, 펄스의 주기는  $T=1.38ms$ , 펄스폭은 1비트시간과 동일하게  $t_p=104\mu s$ 로 설정하였다. 그림 4(b)는 입력데이터인 문자 “F”를 UART 형식으로 보낼 때 나타나는 10비트의 NRZ 코드이다. 그림 4(c), (d), (e)는 모두 입력데이터에 대한 맨체스터 코드이며, 듀티율이 각각  $D=10\%$ ,  $50\%$ ,  $90\%$ 일 때의 파형을 나타낸다. 이 전압을 사용하여 LED를 구동하면 듀티율에 비례하여 평균 광전력의 세기가 바뀌게 되고 그 결과 LED 조명이 제어되었다.

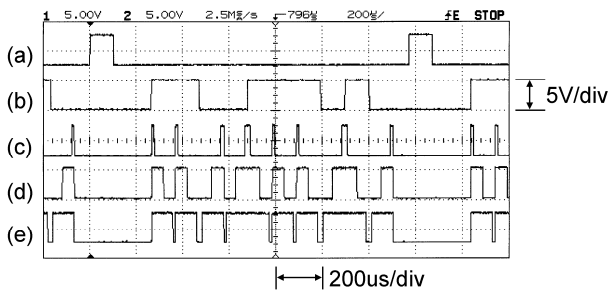


Fig. 4. Observed waveforms in the transmitter. (a) sync pulse, (b) NRZ input data, (c), (d), and (e) Manchester codes with the duty factor of  $D=10\%$ ,  $50\%$ , and  $90\%$ , respectively.

그림 4. 송신부 관측파형. (a) 동기펄스, (b) NRZ 입력데이터, (c), (d), (e) 각각  $D=10\%$ ,  $50\%$ ,  $90\%$  맨체스터 코드

### 3. 수신부에서 스파이크를 이용한 검출방법

가시광 수신부의 광검출기는 대기 중에 노출되어 있기 때문에, 인접된 다른 조명램프로부터 발생하는 120 Hz의 잡음광이 수신부에 유입되는 경우가 많으며, 이러한 상태가 심하면 수신에 장애를 초래할 수 있다. 특히 송신부의 신호광이 반송파를 사용하지 않는 기저대역의 신호인 경우에는 이러한 잡음광에 매우 취약한 경향이 있다.

이런 상태에서 잡음광의 유입을 방지하기 위해서 수신부에 고역통과필터 또는 대역통과필터를 사용

하면 120 Hz의 잡음이 쉽게 차단되지만 이와 동시에 데이터의 수신과형에도 신호의 왜곡이 발생한다. 이러한 경우에는 데이터의 가장자리에서 발생하는 스파이크 (edge-spike)신호를 이용하면 원 신호를 쉽게 복구할 수 있다.

이러한 과정을 도식적으로 나타내면 그림 5와 같다. 그림 5(a)는 포토다이오드 전압으로 송신부에서 보낸 맨체스터 코드와 주변의 잡음광이 혼합되어 검출되는 상태를 나타낸다. 이 전압이 RC-고역통과필터를 통과하면 그림 5(b)와 같이 120 Hz의 잡음은 사라지고, 구형파와 데이터의 미분파형에 해당하는 (+)와 (-)의 스파이크가 각 구형파의 전단과 후단의 가장자리에서 발생한다. 이 때 마이크로프로세서를 사용하여 (+) 스파이크 발생 지점에서 low-to-high 전압변화를, (-) 스파이크 지점에서 high-to-low 전압변화를 발생시키면 그림 5(c)와 같이 송신부에서 보낸 원래의 맨체스터 코드가 다시 생성된다.

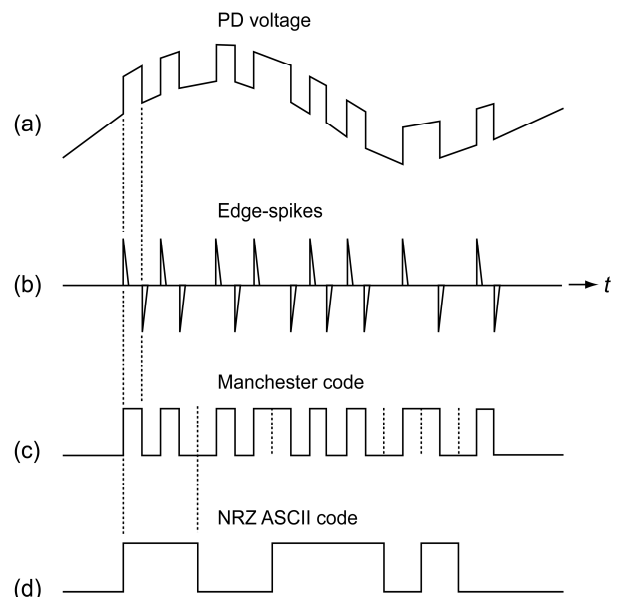


Fig. 5. Data recovery process from the edge-spikes. (a) Photodiode voltage, (b) Edge-spikes, (c) The regenerated Manchester code, (d) The recovered NRZ code.

그림 5. 스파이크로부터 데이터 복구과정. (a) 포토다이오드 전압, (b) 스파이크신호, (c) 재생된 맨체스터코드, (d) 복구된 NRZ 데이터

이와 같이 재생된 맨체스터코드와 동기펄스를 사용하여 각 비트시간의 시작지점에서 전압을 읽어

들이면 그림5(d)와 같이 NRZ 형태의 데이터가 복구되고 정상적으로 데이터를 수신하게 된다. 고역통과필터(HPF)에서 스파이크 신호가 발생하는 현상을 확인해 보기 위하여 Pspice를 사용하여 시뮬레이션을 먼저 수행하였다. 그 결과는 그림 6과 같다. 그림 6(a)는 입력파형으로서 주기  $T=100\mu s$ 인 구형파를 사용하였으며, 그림 6(b)는 HPF의 출력단에 발생하는 스파이크 전압을 나타낸다. 시뮬레이션에서는 저항  $R=500\ \Omega$ , 캐피시턴스  $C=5nF, 10nF, 15nF$ 을 사용하였다. 예측한 바와 같이 구형파 신호의 전단과 후단에서 미분신호에 해당하는 (+) 스파이크와 (-) 스파이크 신호가 각각 발생함을 볼 수 있다.

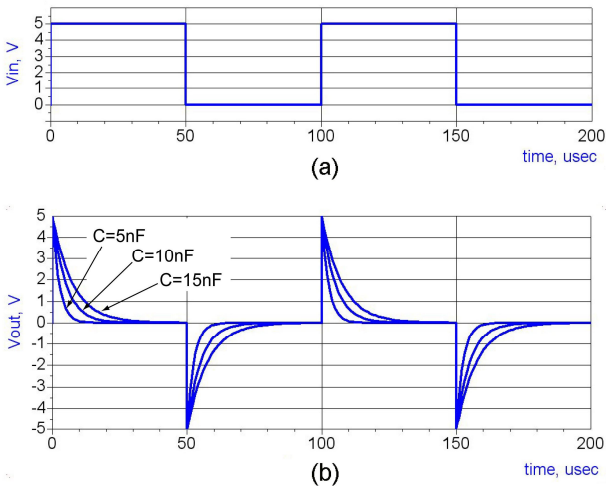


Fig. 6. Simulation of an RC-HPF.

(a) input voltage, (b) output voltage.

그림 6. RC-HPF의 시뮬레이션 (a)입력전압, (b) 출력전압

#### 4. 수신부의 구성 및 관측파형

스�파이크 검출방식을 이용하여 데이터를 수신하기 위한 가시광 수신부의 구성은 그림 7과 같다.

포토다이오드(PD)에 신호광이 입사하면 광전류가 생성되고 부하저항( $R_L$ )에 검출전압이 발생한다. 검출전압이 증폭기와 RC-HPF를 통과하면서 맨체스터 코드를 구성하는 각 구형파의 가장자리에서 미분파형에 해당하는 스파이크 신호가 발생한다. RC-HPF에서  $R_1=500\ \Omega, C_1=10\ nF$ 을 사용하였으며, 이 상태에서 차단주파수는 약 31 kHz이고, 하강시간(fall-time)은 약  $11\ \mu s$ 로 측정되었다.

스�파이크 신호는 비반전증폭기(amp1)와 반전증폭기(amp2)에서 증폭된 후, 각각 다이오드1과 다이

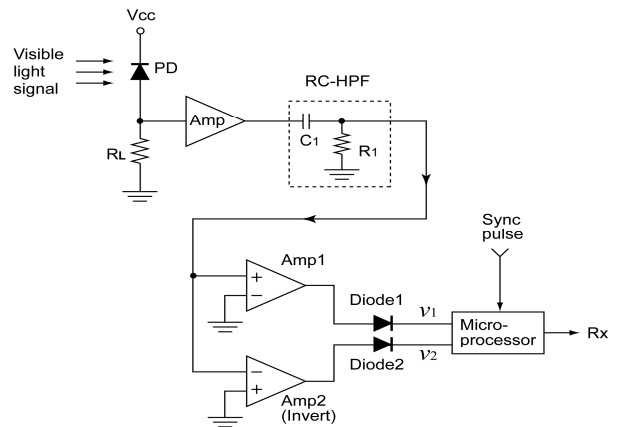


Fig. 7. Configuration of the VLC receiver.

그림 7. 가시광 수신부의 구성도

오드2를 통과한다. RC-HPF출력이 비반전증폭기(amp1)와 다이오드1을 통과한 신호( $v_1$ )는 (-)부분이 소거되고 (+) 부분만 나타나는 스파이크 신호이다. 반면에 반전증폭기(amp2)와 다이오드2를 통과한 신호( $v_2$ )는 원래의 RC-HPF 출력 중에서 (-)부분만 반전되어 (+) 스파이크 전압으로 출력된다. 따라서 다이오드1과 2의 출력전압  $v_1$ 과  $v_2$ 는 각각 RC-HPF의 출력에서 (+)스�파이크와 (-) 스파이크 신호가 발생한 지점을 나타낸다. 마이크로프로세서의 인터럽트 단자인 INT0와 INT1에  $v_1$ 과  $v_2$ 를 각각 입력하여 low-to-high와 high-to-low 전압변화를 발생시켜 맨체스터 코드를 재생하였다. 그림 8은 이러한 과정을 오실로스코프로 관측한 파형이다.

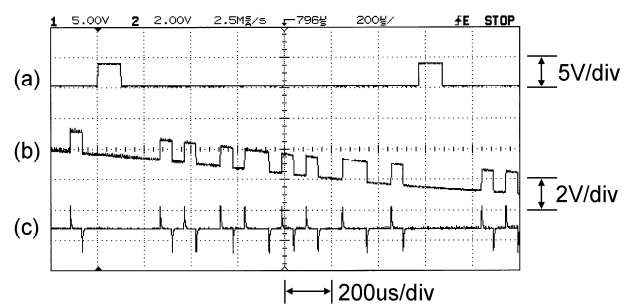


Fig. 8. Observed waveforms in the receiver. (a) sync pulse, (b) PD voltage, (c) RC-HPF output ( $\pm$ spikes).

그림 8. 수신부 관측파형.(a) 동기펄스, (b) PD 전압, (c) RC-HPF 출력 ( $\pm$  스파이크 신호)

그림 8(a)는 동기펄스를 나타내며, 그림 8(b)는 포토다이오드 전압으로서, 송신부에서 듀티율  $D=50\%$ 인 맨체스터 코드를 전송할 때, 신호광과 120 Hz의

잡음광이 혼합된 상태로 검출전압이 전체적으로 기울어진 모양을 보이고 있다. 그림 8(c)는 RC-HPF의 출력전압으로서 120 Hz의 잡음성분은 모두 소거되고, 맨체스터코드를 구성하는 구형파 신호에서 발생한 ( $\pm$ ) 스파이크 전압을 나타낸다. 그림 9는 수신부에서 스파이크 신호를 이용하여 맨체스터코드가 재생되는 과정을 오실로스코프로 관측한 것이다.

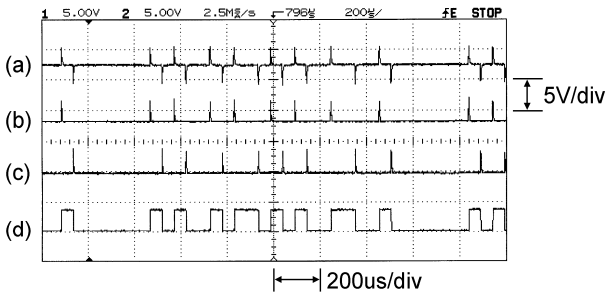


Fig. 9. Observed waveforms in the receiver. (a) RC-HPF output, (b) positive spikes, (c) the inverted negative spikes, (d) the regenerated Manchester code.

그림 9. 수신부 관측파형 (a) RC-HPF 출력, (b) 양 스파이크신호, (c) 반전된 음 스파이크신호, (d) 재생된 맨체스터 코드

그림 9(a)는 RC-HPF의 출력인 ( $\pm$ )스파이크 신호로서 그림 8(c)와 동일한 파형이다. 그림 9(b)는 다이오드1의 출력전압( $v_1$ )으로서 (+)스파이크 신호만 나타남을 볼 수 있다. 그림 9(c)는 다이오드2의 출력전압( $v_2$ )으로서 RC-HPF 출력 중에서 (-)스파이크만 반전되어 나타난 것이다. 그림 9(d)는 그림 9(b)와 (c)를 마이크로프로세서에 입력하여 (+) 스파이크에서 low-to-high 전압변화, 그리고 (-) 스파이크에서 high-to-low 전압변화를 발생시킴으로써 재생된 맨체스터 코드이다. 이 파형은 듀티율  $D=50\%$  인 맨체스터코드로서 앞의 그림 4(d)에서 보인 송신파형과 동일함을 볼 수 있다. 그림 10은 이와 같이 재생된 맨체스터코드를 사용하여 NRZ 데이터로 복구하는 과정을 보여준다.

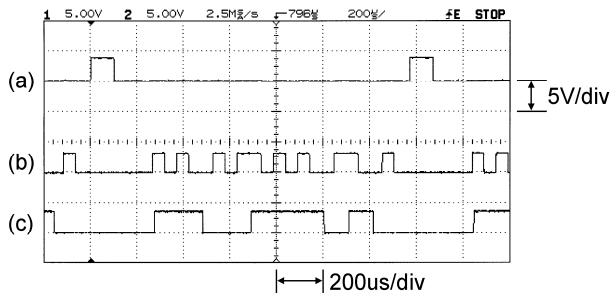


Fig. 10. Observed waveforms in the receiver. (a) sync pulse, (b) the regenerated Manchester code, (c) the recovered NRZ code.

그림 10. 수신부 관측파형. (a) 동기펄스, (b) 재생된 맨체스터코드, (c) 복구된 NRZ코드

그림 10(a)는 동기펄스이며, 그림 10(b)는 수신부에서 재생된 맨체스터코드로서 듀티율  $D=50\%$ 인 파형이다. 그림 10(c)는 재생된 맨체스터코드를 사용하여 복구된 NRZ 데이터로서 이는 송신부에서 보낸 그림 4(b)와 동일함을 볼 수 있다.

그림 10(a)는 동기펄스이며, 그림 10(b)는 수신부에서 재생된 맨체스터코드로서 듀티율  $D=50\%$ 인 파형이다. 그림 10(c)는 재생된 맨체스터코드를 사용하여 복구된 NRZ 데이터로서 이는 송신부에서 보낸 그림 4(b)와 동일함을 볼 수 있다.

### 5. 동기펄스 발생 회로

송신부에서 NRZ 코드를 맨체스터 코드로 변환할 때와 수신부에서 이의 역작용을 수행할 때는 기준 시간이 되는 동기펄스가 필요하다. 송신부와 수신부에서 서로 동기화된 펄스를 공급하기 위해서는 데이터 전송과는 별도로 전송채널을 준비하여야 한다. 본 논문에서는 이러한 부담을 줄이기 위하여 동기펄스를 따로 보내지 않고, 그 대신에 60 Hz의 전력전압을 전파정류(full-rectified)하여 120 Hz의 구형파를 만들고, 이를 마이크로프로세서에 공급하여 반복주파수가 720 Hz, 주기  $T=1.38\text{ms}$ 인 동기펄스를 생성하여 사용하였다. 가시광통신을 사용하는 실내에서는 대부분 220V 60 Hz의 전원을 공동으로 사용하므로, 이와 같이 송신부 또는 수신부가 설치된 각 지점에서 전력선 주파수를 이용하여 동기펄스를 생성하면, 가시광 시스템에서 별도의 클럭을 전송하지 않아도 송·수신부에서 모두 일치하는 동기펄스를 쉽게 얻을 수 있어 시스템의 구성이 매우 간편해지는 이점이 있다. 실험에서 제작한 동기펄스 발생회로의 구조는 그림 11과 같다.

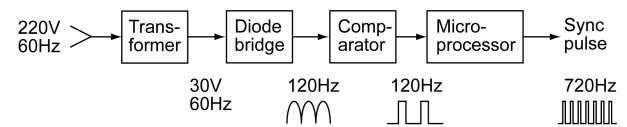


Fig. 11. Configuration of the sync pulse generator.

그림 11. 동기펄스 생성장치의 구성도

220V 전력선으로부터 트랜스를 통하여 약 30V의 AC전압으로 변환한 후, 이를 다이오드-브리지회로를 통하여 전파정류하면 피크간 전압이 약 15V인 전파정류 신호로 바뀌게 된다. 이 전압을 비교기

(comparator)에 인가하면 120 Hz의 구형펄스가 발생하며, 이를 마이크로프로세서에 입력하여 6배의 주파수인 720Hz의 동기펄스를 생성하였다. 실험에서 사용한 다이오드-브리지는 KBP206, 비교기는 LM311, 마이크로프로세서는 Atmega8이었다. 그림 12는 동기펄스 발생회로에서 관측한 전압파형이다.

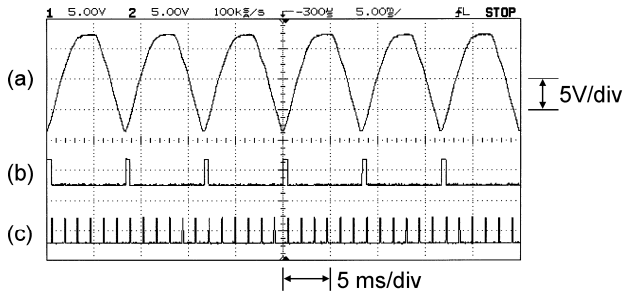


Fig. 12. Sync pulse generation. (a) Voltage of the diode bridge, (b) 120 Hz pulse, (c) 720 Hz sync pulse. 그림 12 동기펄스 생성. (a) 다이오드브리지 전압, (b) 120 Hz 펄스, (c) 720 Hz 동기펄스

그림 12(a)는 다이오드브리지의 출력전압으로서 120Hz의 주기의 전과정류(full-rectified) 파형을 나타낸다. 그림 12(b)는 비교기의 출력전압으로서 120 Hz의 반복주파수를 가지는 구형펄스를 나타낸다. 그림 12(c)는 마이크로프로세서의 출력전압으로서 720 Hz의 반복주파수를 가지는 동기펄스를 나타낸다. 가시광 송신부와 수신부에서 동일한 구조의 동기펄스발생기를 각각 사용하여 맨체스터코드와 NRZ 코드 사이의 변환을 수행하였다.

6. 공기센서 데이터 전송에 가시광의 활용

실내에서 LED의 조명 빛을 공기센서의 데이터 전송에 활용할 수 있는 가시광 시스템을 구성하였다. 송신부에서는 맨체스터코드를 사용하여 LED의 출력광을 변조하고, 수신부에서는 스파이크 검출을 이용하여 데이터를 수신하였다. 이러한 구조는 실내의 공기상태를 실시간으로 점검하여 주기적으로 보고하는 기능이 탑재된 LED램프의 개발 가능성을 고려하여 실험한 것이다. 공기센서와 LED-array가 부착된 송신부를 천정부근에 설치하고 바닥근에 수신부를 설치하였다. 송신부와 수신부 사이의 거리는 약 2m 이었으며, 실험실의 천정에는 가시광 통신과 무관한 다른 조명등이 다수 설치되어 있어 잡음광의 간섭이 비교적 심한 환경이었다.

공기센서는 ZP01-MP503 로서 일산화탄소, 암모니아, 연기 등 유해물질을 검출하며, 공기의 청정상태를 Clean, Light pollution, Moderate pollution, Severe pollution의 4 단계로 구분하여 전압을 출력하는 센서이다[7]. 마이크로프로세서에서는 센서의 전압을 입력받아 문자열을 생성하고, LED-array의 출력광을 변조하였다. 공기가 청정한 상태에서 문자열 “\tAir-Clean\r\n”이 전송될 때 관측한 수신부의 전압파형은 그림 13과 같다.

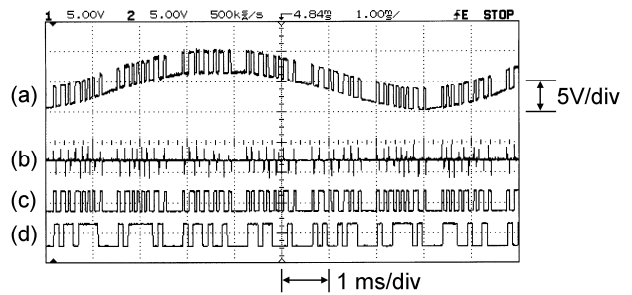


Fig. 13. Observed waveforms in the receiver. (a) PD voltage, (b) spikes signal, (c) the regenerated Manchester codes, (d) the recovered NRZ data. 그림 13 수신부 관측파형. (a) PD 전압, (b) 스파이크 신호, (c) 재생된 맨체스터코드, (d) 복구된 NRZ데이터.

그림 13(a)는 증폭된 포토다이오드 전압을 나타내며, 송신부에서 보낸 문자열과 주변에서 발생한 120 Hz의 잡음광이 혼합된 모양을 보이고 있다. 이 상태에서 맨체스터 코드의 진폭이 약 3.7V일 때, 120 Hz의 잡음진폭이 약 9.4V로서 잡음이 비교적 심한 상태이었다. 그림 13(b)는 수신부의 RC-HPF 출력전압인 스파이크 신호, 그림 13(c)는 재생된 맨체스터코드, 그리고 그림 13(d)는 복구된 NRZ코드를 나타낸다. 신호의 복구과정은 앞에서 소개한 4 절의 절차와 같다. 이와 같이 복구된 NRZ코드를 관리자 컴퓨터에 연결할 때, 모니터에 표시된 문자열은 그림 14와 같다.

송신부에서 보낸 문자열 “\tAir-Clean\r\n” 중에서 위치제어용 특수문자 “\t”(tab), “\r”(carriage return), “\n”(line feed)는 화면에 나타나지 않으며, 나머지 문자열 “Air-Clean”이 정상적으로 잘 표기되고 있음을 확인하였다.

이와 같은 구조를 이용하면 공기센서의 기능이 부가된 다목적 LED 램프를 제작하는 데에 곧바로 활용이 가능하며, 데이터 전송용 LED 램프를 다른

일반 LED 램프에 가까이 배치하여도 잡음소거 효과가 좋아 안정된 가시광통신 시스템을 쉽게 구축할 수 있다.

부가된 다기능 LED 램프의 개발에 이용할 수 있으며, 조명과 통신이 서로 영향을 주지 않는 안정된 가시광시스템의 구축에 넓게 활용할 수 있다.

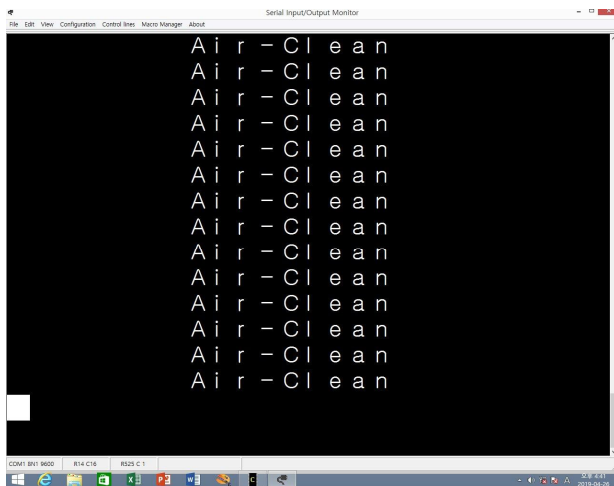


Fig. 14. Characters displayed on a monitor.  
그림 14. 모니터에 나타난 문자열

### III. 결론

본 논문에서는 가시광 송신부에서 맨체스터코드의 듀티율을 조정함으로써 플리커를 방지함과 동시에 조명제어를 실시하였으며, 수신부에서 RC-HPF의 스파이크를 이용하여 인접된 잡음광을 차단하고 원신호를 복구하는 방식을 소개하였다. 또한 맨체스터코드의 듀티율에 따른 평균 광출력의 변화를 예측하고 계산과 실험을 통하여 조명제어가 가능함을 확인하였다. 실험에서는 맨체스터코드의 듀티율을  $D=10\sim 90\%$  범위에서 변경함으로써, LED의 평균 광출력을 CW 값의 약  $8\sim 68\%$  범위에서 제어하였다.

또한 실내에서 가시광 신호를 전송하는 LED 램프와 단순히 조명만을 위한 LED 램프가 서로 근접하여 설치되는 경우에 120 Hz의 잡음광의 간섭이 심하게 유입되는 경우가 많아, 이를 극복하기 위한 방법으로 고역통과필터의 스파이크신호를 이용하는 방법을 소개하였다. 그리고 이러한 구조를 활용할 수 있는 하나의 예로써 공기센서를 가시광 전송용 LED-array에 연결하여 LED 조명을 이용한 센서 데이터 전송실험을 실시하였다. 이러한 실험결과는 실내의 환경을 실시간으로 관측하기 위한 온도센서, 가스센서, 먼지센서 등 다양한 센서 기능이

### References

- [1] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S. K. Lim, "IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support," *IEEE Comm. Mag.*, Vol.50, No.3, pp.72-82, 2012. DOI: 10.1109/MCOM.2012.6163585
- [2] Y. K. Cheong, X. W. Ng, and W. Y. Chung, "Hazardless biomedical sensing data transmission using VLC," *IEEE Sens. J.*, Vol.13, No.9, pp. 3347-3348, 2013. DOI: 10.1109/JSEN.2013.2274329
- [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. DOI: 10.1109/JSEN.2015.2440754
- [4] C. Yao, Z. Guo, G. Long, and H. Zhang, "Performance Comparison among ASK, FSK and DPSK in Visible Light Communication," *Opt. and Photon. J.*, vol.6, no.8B, pp.150-154, 2016. DOI: 10.4236/opj.2016.68B025
- [5] 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. Exp.*, vol.25, no.2, pp.713-719, 2017. DOI: 10.1364/OE.25.000713
- [6] A. M. Cailean and M. Dimian, "Current Challenges for Visible Light Communications Usage in Vehicle Applications: A Survey," *IEEE Comm. Surveys & Tutorials*, Vol.19, No.4, pp. 2681-2703, 2017. DOI: 10.1109/COMST.2017.2706940
- [7] Zhengzhou Winsen Electronics Technology, *Air quality detection module user's manual*, p.5, 2014.



---

**BIOGRAPHY**

---

**Seong-Ho Lee** (Member)

1980 : BS degree in Electronic Engineering, Korea Aerospace University.

1989 : MS degree in Electric and Electronic Engineering, KAIST.

1993 : PhD degree in Electric and Electronic Engineering, KAIST.

1995~2019 : Professor, Seoul National University of Science and Technology