

가시광통신에서 천이주파수 변조를 이용한 플리커 방지

이성호⁺

Flicker Prevention Through Transition-Frequency Modulation in Visible Light Communication

Seong-Ho Lee⁺

Abstract

In this study, we applied transition-frequency modulation to prevent the flickering of light-emitting diodes (LEDs) in visible light communication (VLC). In the VLC transmitter, rectangular waveforms with transition frequencies of four and two in each bit time were used for the high and low bits, respectively, in the non-return-to-zero data. In the VLC receiver, an *RC*-high-pass filter (HPF) was used to eliminate the interference of the 120 Hz noise light from the adjacent lighting lamps, and an *SR*-latch circuit was used to recover the transmitted signal using spikes from the output of the *RC*-HPF. This configuration is useful for constructing VLC systems that are flicker-free and resistant to adjacent noise light interference.

Keywords: Visible light communication, transition-frequency modulation, flicker, *RC*-high pass filter, *SR*-latch, noise light.

1. 서 론

가시광통신(visible light communication: VLC)은 조명으로 사용되는 광원의 빛을 육안으로 감지할 수 없는 속도로 빠르게 변조하여 조명과 근거리 무선통신을 동시에 수행하는 전기광학기술이다[1-6]. 최근에 수 W이상의 고출력 가시광 발광다이오드(light emitting diode: LED)가 보급되면서 실내조명, 가로등 조명, 자동차 조명과 같이 다양한 분야에 LED의 활용이 계속 증가하고 있다. 이러한 조명용 LED는 기존의 백열등이나 형광등에 비하여 전력변환 효율이 높고, 주입전류의 제어가 용이하며, 고속 변조가 가능한 장점을 가지고 있어서 가시광통신에 적합한 광원으로 많이 사용되고 있다.

가시광통신에서는 동일한 광원을 사용하여 조명의 기능과 통신의 기능을 동시에 수행해야 하므로, 조명과 통신 상호간에 서로 영향을 주지 않도록 안정된 시스템을 구성하여야 한다. 특히

송신부에서 LED출력광의 플리커를 방지하기 위한 전송방식과 수신부에서 인접된 잡음광의 간섭을 차단하면서 데이터를 잘 복구하기 위한 시스템의 구성 방식은 가시광통신의 실용화 측면에서 매우 중요한 기술이라고 할 수 있다.

가시광통신 시스템에서 데이터가 전송될 때 신호에 따라 LED의 평균 광전력이 변화하게 되면 조명의 세기가 상대적으로 밝아지거나 어두워지는 현상이 반복되는 플리커(flicker)가 발생하여 사용자의 시야에 불편을 초래할 수 있다. 따라서 가시광 통신 시스템을 구축할 때는 이와 같은 플리커가 발생하지 않도록 LED의 평균 광전력을 일정하게 유지할 수 있는 기법이 사용되어야 한다. 또한 가시광통신 시스템에서는 송신부와 수신부 사이에 별도의 전송선로가 없이 자유공간을 전송매체로 사용하기 때문에, 인접된 다른 조명램프로부터 유입되는 잡음광의 간섭을 차단할 수 있어야 한다. 현재 시판되고 있는 조명용LED 램프의 출력광에는 120 Hz의 잡음광이 포함되어 있는 경우가 많다. 따라서 이러한 조명램프가 다수 설치되어 있는 환경에서 기저대역의 가시광 시스템을 곧바로 사용하는 경우에는 전송과정에서 에러가 발생하는 요인이 될 수 있다. 이러한 잡음광의 간섭을 차단하기 위하여 고역통과필터나 대역통과필터를 사용하는 경우에는 전송신호 자체도 왜곡되는 경우가 많아 기저대역 시스템에서는 이를 방지하기 위한 대책이 마련되어야 한다. 기저대역의 가시광 통신시스템에서는 맨체스터코드를 사용하면 LED의 평균 광전력이 항상 일정하게 유지되므로 플리커의 방지를 위한 시스템을 비교적 쉽게 구성할 수 있다[7]. 그러나 송신부에서 non-return-to-zero (NRZ) 데이터를 맨체스터코드로 변환

서울과학기술대학교 전자 IT 미디어공학과 (Department of Electronics and IT Media Engineering, Seoul National University of Science and Technology)

232 Gongneung-ro, Nowon-gu, Seoul, 01811, Korea

⁺Corresponding author: shlee@seoultech.ac.kr

(Received: Jul. 9, 2020, Accepted: Jul. 20, 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.

하거나 수신부에서 다시 맨체스터코드를 NRZ데이터로 복구하는 과정에서 동기신호가 필요하다. 따라서 맨체스터코드를 사용하는 경우에는 데이터의 전송과 별도로 동기용 클럭을 전송하거나 수신부에서 클럭을 재생하기 위한 장치가 추가로 구비되어야 한다.

부반송파(subcarrier)를 사용하여 데이터를 변조하는 amplitude-shift keying(ASK), 또는 frequency-shift keying(FSK) 전송방식에서는 그 자체로 평균 광전력이 일정하게 유지되므로 플리커가 없는 데이터 전송이 가능하다[8]. 이와 같은 부반송파 시스템에서는 데이터 전송률에 비하여 현저히 높은 고주파 신호를 캐리어로 사용하기 때문에 송신부에서는 고주파 발진회로와 변조회로가 있어야하고, 수신부에서는 그 주파수에 맞는 고주파 복조회로가 추가로 필요하므로 기저대역의 전송방식에 비하여 상대적으로 시스템의 구성이 복잡해질 수 있다.

본 논문에서는 송신부에서 플리커를 방지하고 수신부에서 잡음광의 간섭을 쉽게 차단하는 천이주파수 (transition-frequency) 변조 방식을 새로이 개발하여 실험하였다. 천이주파수 변조는 FSK방식과 그 원리가 유사한 점이 있으나, 데이터 전송률의 수배에 해당하는 비교적 낮은 주파수를 가진 단극성(Unipolar)의 구형파 신호를 캐리어로 사용한다는 점에 차이가 있다. 송신부에서는 별도의 발진기를 사용하지 않고, 데이터 전송을 위한 마이크로프로세서에서 곧바로 NRZ데이터 비트의 high와 low상태에 해당하는 천이주파수 변조신호를 출력하므로 송신부의 회로 구성이 간단해진다. 수신부에서는 포토다이오드 전압이 RC-HPF를 통과하면서 잡음이 소거되고, 구형파 신호의 상승에지와 하강에지에서 발생한 스파이크 전압이 SR-래치(latch)를 통과하면서 구형파의 전송신호가 복구된다.

이 방식에서는 별도의 고주파 발진기를 이용하는 변조회로와 복조회로가 필요하지 않고, 기저대역에서 플리커 방지와 인접된 잡음소거의 두 가지 목적이 동시에 수행되므로 시스템의 구성이 매우 간편한 이점이 있다. 실내에서 LED 조명을 이용하여 다양한 센서 데이터를 무선으로 전송하기 위한 홈네트워크를 구축할 때, 이러한 전송방식을 채택하면 조명과 통신이 상호간에 영향을 주지 않는 안정된 가시광 시스템을 쉽게 구축할 수 있다.

2. 가시광 송신부

2.1 천이주파수 변조방식

Fig. 1은 가시광 송신부에서 천이주파수 변조방식을 도식적으로 나타낸 것이다.

Fig. 1(a)는 송신부에서 전송하고자하는 임의의 데이터에 대한 non-return-to-zero(NRZ) 전압 파형을 나타낸다. 여기에서 편의상 high 상태의 비트를 “H”로, low상태의 비트를 “L”로 표기하였다. Fig. 1(b)는 NRZ데이터에서 high상태는 1비트시간 내

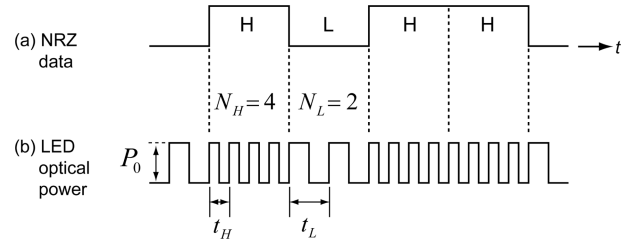


Fig. 1. Transition-frequency modulation in the VLC transmitter.

에서 4번의 천이를 발생하고($N_H=4$), low상태는 1비트시간 내에서 2번의 천이를 발생하여($N_L=2$), 천이주파수 변조된 상태의 LED 광전력 변화를 도식적으로 나타낸 것이다.

여기에서 P_0 는 LED 광전력의 진폭을 나타내며, t_H 은 천이주파수 N_H 에 해당하는 구형파의 한 주기를 나타내며, t_L 은 천이주파수 N_L 에 해당하는 한 주기를 나타낸다. 이와 같이 천이주파수 변조상태에서 LED 광전력의 변화를 다음과 같이 나타낼 수 있다. NRZ코드의 비트가 high (H)인 구간에서 듀티율(duty factor)이 50%인 구형파를 사용하는 경우, LED의 광전력 변화를 수식으로 표현하면

$$P_H(t) = P_0 \sum_{n=0}^{N_H-1} U[t - nt_H] - U[t - (n + 0.5)t_H] \quad (1)$$

이 된다. 같은 방법으로 NRZ코드의 비트가 low (L)인 구간에서 듀티율이 50%인 구형파를 사용하는 경우, LED의 광출력은

$$P_L(t) = P_0 \sum_{n=0}^{N_L-1} U[t - nt_L] - U[t - (n + 0.5)t_L] \quad (2)$$

로 나타낼 수 있다. 이와 같이 LED가 천이주파수 변조된 상태에서 LED의 평균 광전력을 다음과 같이 계산할 수 있다. Fig. 1과 같이 NRZ 데이터의 high (H) 비트가 천이주파수 $N_H=4$ 인 구형파로 변조되고, low (L) 비트가 천이주파수 $N_L=2$ 인 구형파로 변조된 경우, 임의의 관측시간 T 내에서 m 번의 high (H) 비트와 n 번의 low(L) 비트가 발생한다고 가정할 때, LED의 평균 광전력은

$$\begin{aligned} P_{avg} &= \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = \frac{P_0}{T} \left(m \times \sum_{i=0}^{N_H-1} \frac{t_H}{2} + n \sum_{i=0}^{N_L-1} \frac{t_L}{2} \right) \\ &= \frac{P_0}{T} \left(m \times N_H \frac{t_H}{2} + n \times N_L \frac{t_L}{2} \right) \\ &= \frac{P_0}{2T} (m \times N_H t_H + n \times N_L t_L) \end{aligned} \quad (3)$$

이다. 여기에서 P_0 는 LED출력광의 구형파 진폭을 나타내며, 정수 m 과 n 은 각각 관측시간 T 내에서 발생한 high 비트와 low 비트의 수이고, 정수 N_H 와 N_L 은 각각 high 비트와 low 비트에 사용된 천이주파수를 나타낸다. 시간 t_H 와 t_L 은 각각 천이주파수가 N_H, N_L 일 때의 구형파 주기를 나타내며, 각 비트에 사용되는

구형파의 듀티율(duty factor)이 50% 이므로 식(3)의 각 항에서 계수1/2 이 곱해진 것이다. 관측시간 T는 m번의 high 비트와 n번의 low 비트가 발생한 시간을 모두 합한 값과 같으므로

$$T = m \times N_H t_H + n \times N_L t_L \quad (4)$$

이다. 식(4)를 식(3)에 대입하여 LED의 평균 광전력을 계산하면

$$\begin{aligned} P_{avg} &= \frac{P_0}{2T} (m \times N_H t_H + n \times N_L t_L) \\ &= \frac{P_0}{2(m \times N_H t_H + n \times N_L t_L)} (m \times N_H t_H + n \times N_L t_L) \\ &= \frac{P_0}{2} \end{aligned} \quad (5)$$

이 된다. 식(5)에서 보는 바와 같이 NRZ 데이터가 천이주파수 변조된 상태에서 LED의 평균 광전력은 데이터의 high와 low 비트 수에 무관하게 항상 $P_0/2$ 로 일정한 상태를 유지하게 된다. 따라서 데이터의 전송 여부와 관계없이 LED의 출력광은 플리커가 없는 안정된 조명 상태를 계속 유지하게 된다.

2.2 송신부의 구성 및 관측 파형

천이주파수 변조방식을 사용하여 데이터를 전송하기 위한 가시광 송신부의 구조는 Fig. 2와 같다.

가시광송신부는 1개의 마이크로프로세서 Atmega8, LED 전류구동용 IC에 해당하는 DW8501, 그리고 조명과 통신의 광원으로 사용되는 LED array로 구성하였다. LED array는 백색광의 1W LED 12개를 사용하여 3x4 평면 배열의 형태로 제작하여 사용하였다. NRZ 데이터가 송신부 입력단에 들어오면 이 신호는 마이크로프로세서의 인터럽트 단자 INT0에 인가되어 상승에지 (rising edge)를 기준하여 인터럽트 루틴을 수행하기 시작한다. 인터럽트 루틴에서는 NRZ데이터의 전압을 읽어 들여 high 상태 동안에는 천이주파수가 $N_H=4$ 인 구형파를 발생하고, low 상태 동안에는 천이주파수가 $N_L=2$ 인 구형파를 발생하도록 구성하였다. 천이주파수 변조신호에 해당하는 마이크로 프로세서의 출력전압이 전류구동소자인 DW8501의 입력 단에 가해지면, 그 전압에 비례한 전류가 LED array에 공급되고, LED에서는 천이주파수 변조된 출력광을 자유공간으로 방사하였다.

송신부에서 9.6 kbps 전송률로 1개의 문자 “F”를 반복해서 전송하면서, 오실로스코프를 사용하여 관측한 전압파형은 Fig. 3과 같다.

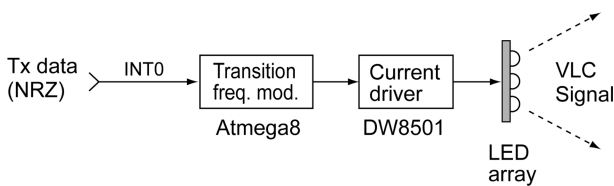


Fig. 2. Configuration of the VLC transmitter.

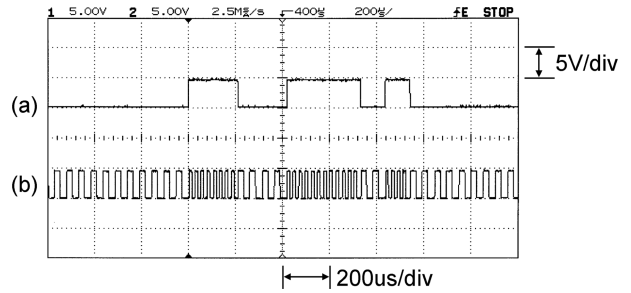


Fig. 3. Observed waveforms in the VLC transmitter. (a) NRZ data waveform, and (b) transition-frequency modulated waveform.

문자“F”에 대한 ASCII 코드는 8비트로 구성된 “01000110”에 해당하며, universal asynchronous receiver and transmitter (UART) 전송방식에서는 least significant bit(LSB) 가 우선적으로 전송되므로, 왼쪽부터 오른쪽 방향으로 전송 순서대로 비트 열을 표기하면 “01100010”가 된다. 1바이트의 문자가 전송될 때마다, “0”의 start bit 와 “1”의 stop bit가 비트 열의 앞과 뒤에 각각1비트씩 추가되므로, 문자“F”에 대한 비트 열은 총 10비트의 “0011000101”이 된다. UART전송방식에서 0을 나타내는 비트에 high(H) 전압, 1를 나타내는 비트에 low(L) 전압이 지정되어, 문자 “F”에 대한 전압 파형은 Fig. 3(a)와 같이 “HLLLLHHHLHL” 형태가 된다. 이 상태에서 high비트에 천이주파수 $N_H=4$ 인 구형파(약40 kHz), low비트에 천이주파수 $N_L=2$ 인 구형파(약 20 kHz)를 사용하여 변조할 때, 전류원 DW8501의 입력단에 가해지는 전압파형은 Fig. 3(b)과 같다. 이 전압에 비례한 전류가 LED array에 공급되고, LED출력광은 플리커가 없는 조명상태를 이루면서 자유공간으로 방사되었다.

송신부의 LED array로부터 약 2m의 거리에 가시광 수신부를 설치하여 신호광을 검출하였다. 이 지점에서 광전력밀도는 약 0.36 W/m²로 측정되었으며, 조명의 세기는 약 170 Lux로서 일반적인 실내의 조명 상태를 유지하였다. 광전력밀도의 측정에는 Optical multi-meter OMM-6810B를 사용하였고, 조명의 측정에는 UT382 조도계를 사용하였다.

3. 가시광 수신부

3.1 수신 데이터의 복구 방식

Fig. 4는 가시광 수신부에서 수행되는 데이터의 복구 과정을 도식적으로 나타낸 것이다.

Fig. 4(a)는 수신부에서 포토다이오드(PD) 전압의 형태를 나타낸다. 가시광 송신부 혹은 수신부 근처에 가시광 시스템과 무관한 다른 조명램프가 설치되어 있는 경우에는 이 조명램프로부터 발생하는 120 Hz의 잡음광이 가시광 수신부의 포토다이오드에 유입되는 경우가 많으며, 이러한 경우에 신호전압과 함

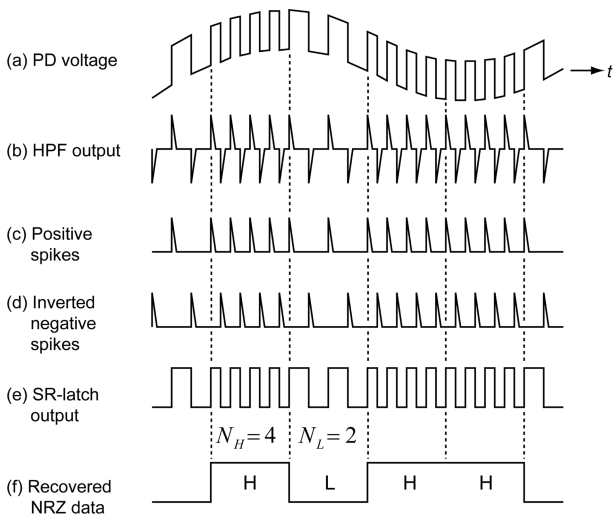


Fig. 4. Data recovery process in the VLC receiver.

깨 잡음전압이 섞여있는 상태의 예를 도식적으로 나타낸 것이다. Fig. 4(b)는 이러한 120 Hz의 잡음을 소거하기 위해서 고역 통과필터(HPF)를 사용할 때 필터에서의 미분작용으로 인하여 구형파의 신호가 스파이크 (spike) 형태로 변형된 상태를 나타낸다. 구형파의 low-to-high 천이가 발생하는 상승 에지(rising edge) 에서는 (+)의 스파이크가 발생하며, high-to-low 천이가 발생하는 하강에지(falling edge) 에서는 (-)의 스파이크가 발생한다. 이러한 상태에서 비반전 증폭기와 반전증폭기, 그리고 다이오드를 사용하면 (\pm) 스파이크로부터 (+) 스파이크와 (-)스파이크를 따로 따로 분리할 수 있다. Fig. 4(c)와 (d)는 이와 같은 방식으로 (+) 스파이크와 반전된 (-) 스파이크가 분리된 출력되는 상태를 나타낸다. 이들을 수신부에 설치된 SR-latch회로의 set와 reset 단자에 각각 인가하여 Fig. 4(e)와 같이 천이주파수 변조파형을 재생한다. Fig. 4(f)는 재생된 천이주파수 변조파형을 수신부의 마이크로프로세서에서 읽어 들여 복구한 NRZ 데이터의 전압 파형을 나타낸다.

3.2 수신부의 구성 및 관측 파형

천이주파수 변조된 신호광을 검출하여 데이터를 복구하기 위한 가시광 수신부의 구조는 Fig. 5와 같다.

가시광 수신부는 포토다이오드를 포함한 광검출기와 RC-HPF, 증폭기와 다이오드를 이용한 스파이크 분리기 (spike splitter), 천이주파수 변조파형을 재생하기 위한 SR-latch회로, 천이주파수 변조파형으로부터 NRZ데이터 파형을 복구하기 위한 마이크로프로세서로 구성된다. 포토다이오드에 신호광이 입사하면 부하저항 R_L 에 발생하는 전압이 증폭된 후 C_1 과 R_1 으로 이루어진 RC-HPF를 통과하면서 120 Hz의 잡음광이 소거되고, 구형파 신호의 상승에지와 하강에지에서 각각 (+)와 (-) 스파이크가 발생한다. 이 스파이크 신호가 스파이크 분리기를 구성하는 비반전

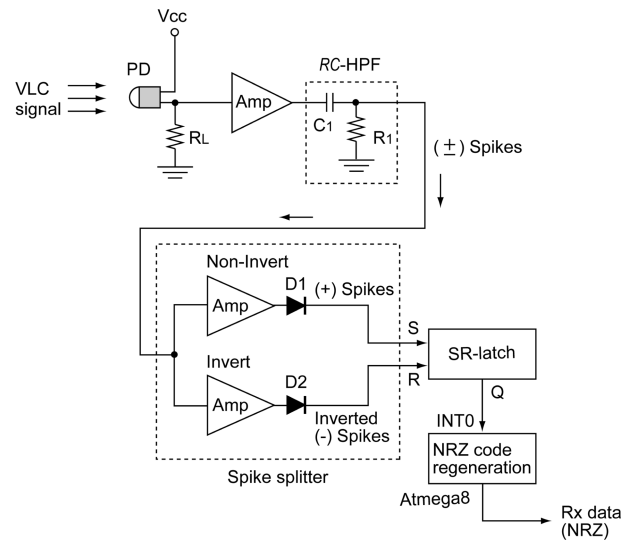


Fig. 5. Configuration of the VLC receiver.

증폭기와 반전증폭기에 동시에 인가되고 두 증폭기의 출력전압이 각각 다이오드 D1과 D2를 통과하면서 (+)스파이크와 반전된 (-)스파이크가 따로따로 분리되어 출력된다. 다이오드 D1의 출력단에 나타나는 (+)스파이크는 SR-latch의 set(S)입력에 가해지고, 다이오드 D2의 출력단에 나타나는 반전된 (-)스파이크는 SR-latch의 reset(R)입력에 가해진다. 이러한 상태에서 SR-latch의 출력단 Q에는 (+)와 (-)스파이크가 존재하는 시간에 각각 상승에지와 하강에지를 가지는 구형파가 발생하며, 이 신호는 송신부에서 보낸 천이주파수 변조파형과 같아진다. 이 신호가 마이크로프로세서의 인터럽트 단자 INT0에 인가되어 천이주파수 $N_H=4$ 에 해당하는 주기를 가지는 동안에는 high 전압을 발생하고, 천이주파수 $N_L=2$ 에 해당하는 주기를 가지는 동안에는 low 전압을 발생하여 송신부에서 보낸 NRZ 데이터가 복구된다. 수신부에서 발생하는 이러한 처리과정을 확인하기 위하여 오실로스코프를 사용하여 수신부의 주요 위치에서의 전압파형을 관측하였다. 관측된 전압파형은 Fig. 6와 같다.

Fig. 6(a)는 포토다이오드의 검출전압을 나타낸다. 포토다이오드의 전압에는 송신부에서 보내온 천이주파수 변조 신호 이외에도 실내의 천장에 설치된 조명램프로부터 유입되는 120 Hz의 잡음광이 유입되어 검출전압이 전체적으로 크게 기울어진 형태를 보이고 있다. 이 상태에서는 수신전압의 변동이 심하여 곧바로 원신호를 복구하기 어려운 상태이다.

Fig. 6(b)는 포토다이오드 전압에 포함된 120 Hz의 잡음을 소거하기 위하여 RC-HPF를 통과한 후의 전압을 나타낸다. 여기에서 보면 120 Hz의 잡음성분은 모두 소거되고 각 구형파의 상승에지와 하강에지에서 발생하는 (\pm) 스파이크 전압을 보여주고 있다. Fig. 6(c)와 (d)는 각각 RC-HPF의 출력전압이 스파이크 분리를 통과한 후, 다이오드 D1과 D2의 출력단에 나타나는 (+) 스파이크와 반전된 (-) 스파이크 전압을 나타낸다. 이와 같

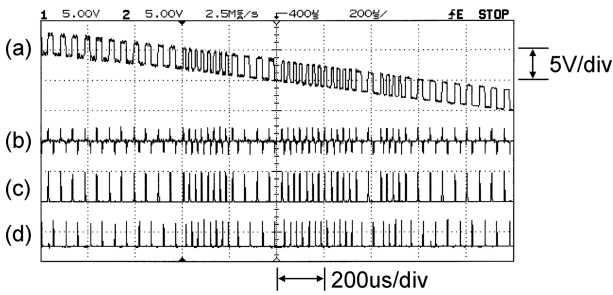


Fig. 6. Observed waveforms in the VLC receiver. (a) PD voltage, (b) RC-HPF output, (c) positive spikes, and (d) inverted negative spikes.

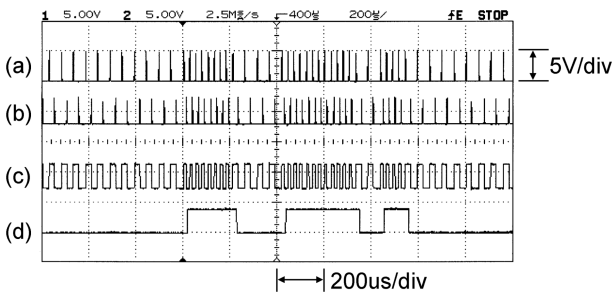


Fig. 7. Observed waveforms in the VLC receiver. (a) positive spikes, (b) inverted negative spikes, (c) SR-latch output (d) regenerated NRZ data waveform.

이 분리된 (+)와 (-) 스파이크 전압을 사용하여 원신호를 복구하는 과정을 오실로스코프로 관측한 전압파형은 Fig. 7과 같다.

Fig. 7(a)와 (b)는 각각 스파이크 분리기의 다이오드 D1과 D2의 출력단에 나타난 (+) 와 (-)의 스파이크 전압으로서 앞의 Fig. 6 (c)와 (d)와 동일한 파형을 나타낸다. Fig. 7(c)는 (+)와 (-) 스파이크 전압을 SR-latch 회로의 set(S)와 reset(R)단자에 각각 인가할 때 출력단(Q)에 발생한 구형파 신호로서 송신부에서 보낸 천이주파수 변조파형과 동일한 형태를 가지고 있다. 이와 같이 SR-latch회로에서 재생된 천이주파수 변조신호를 마이크로프로세서 atmega8의 인터럽트 단자에 인가할 때, 천이주파수 $N_H=4$ 인 비트에서는 high 전압을 발생하고, 천이주파수 $N_L=2$ 인 비트에서는 low전압을 발생함으로써 Fig. 7(d)와 같이 NRZ 데이터가 복구되었다. 이 신호는 앞의 송신부에서 보낸 Fig. 3(a)와 동일한 파형이 되어 송신부에서 보낸 문자“F”에 대한 데이터가 정상적으로 수신됨을 확인하였다.

3.3 수신부 RC-HPF구성 및 관측파형

가시광 수신부에서는 RC-HPF를 사용하여 120 Hz의 잡음을 소거하고 구형파신호의 상승에지와 하강에지에서 발생하는 스파이크를 이용하여 원신호를 복구하였다. 본 절에서는 앞의 식 (1)-(2)를 사용하여 RC-HPF에서 천이주파수 변조신호를 복구하는 데에 적절한 저항 R_1 과 캐패시터 C_1 값을 선택하기 위하여

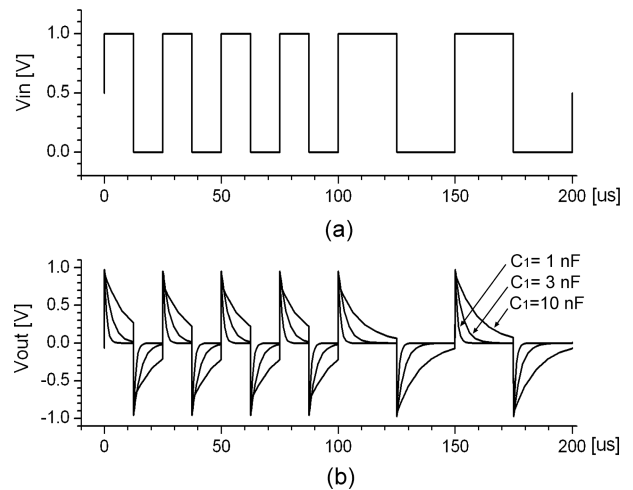


Fig. 8. Simulated waveforms in the RC-HPF. (a) input voltage, (b) output voltages.

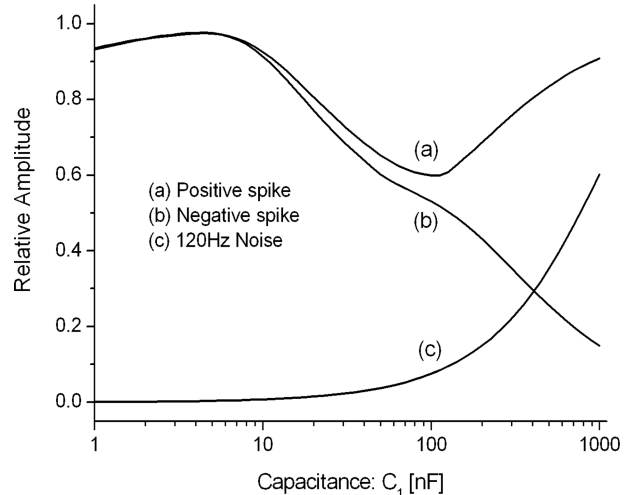


Fig. 9. Simulated amplitude variation with the capacitance C_1 . (a) positive spike, (b) negative spike, and (c) 120 Hz noise.

PSpice를 사용하여 필터의 입력전압과 출력전압의 관계를 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과 입출력 전압파형은 Fig. 8과 같다.

Fig. 8(a)는 천이주파수 $N_H=4$ 와 $N_L=2$ 일 때의 RC-HPF의 입력전압을 나타낸다. Fig. 8(b)는 저항 $R_1=1\text{ k}\Omega$ 으로 고정하고, 캐패시턴스 $C_1=1\text{ nF}$, 3 nF , 10 nF 일 때 나타나는 출력전압을 나타낸다. 이와 같이 C_1 에 따라 출력전압의 형태가 바뀌게 되며, 필터의 출력단에 나타나는 (+) 스파이크와 (-)스파이크 전압의 진폭이 달라짐을 볼 수 있다. 이 시스템에서 적절한 캐패시턴스 값을 추출하기 위하여 C_1 을 연속적으로 변화시키면서 (+)와 (-) 스파이크의 진폭 및 120 Hz의 잡음전압의 크기를 시뮬레이션 한 결과는 Fig. 9과 같다.

Fig. 9에서 각 그래프는 RC-HPF의 출력단에 나타나는 전압 진폭을 입력단에 가해진 진폭으로 나누어 정규화한 값을 나타낸다. Fig. 9(a)와 (b)는 각각 캐패시턴스 $C_1=1-1000\text{ nF}$ 의 범위

에서 변화할 때, 필터의 출력단에 나타나는 (+) 와 (-) 스파이크의 진폭변화를 나타내며, Fig. 9(c)는 RC-HPF의 입력단에 120 Hz의 잡음전압이 인가될 때, 출력단에 나타나는 잡음전압의 진폭을 나타낸다. 이 그래프에서 보는 바와 같이 약 1-10 nF의 범위에서 잡음전압은 거의 소거되고, (+)와 (-)의 스파이크 진폭이 최대가 됨을 볼 수 있다. 시뮬레이션 결과를 이용하여 실험에서는 저항 $R_1=1\text{ k}\Omega$, 캐퍼시턴스 $C_1=1\text{ nF}$ 을 사용하여 필터를 구성하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 가시광통신에서 LED 조명의 플리커를 방지하고, 수신부에서 120Hz의 잡음광을 소거하기 위하여 전송데이터를 천이주파수로 변조하여 전송하는 방식을 새로이 제안하고 실험하였다. 천이주파수 변조방식을 사용하여 LED를 변조하는 경우에 LED의 평균 광전력이 일정하게 유지됨을 수식을 통하여 확인하였다. 실험에서는 9.6 kbps의 UART 전송에서 NRZ데이터의 high 비트는 천이주파수 $N_H=4$, low비트에는 천이주파수 $N_L=2$ 을 사용하여 송신부에서 데이터 변조과정을 확인하였다. 또한 수신부에서 RC-HPF를 사용하여 인접된 조명램프로부터 유입되는 120 Hz의 잡음전압이 소거되고, (+)와 (-)의 스파이크 신호가 발생하는 과정, SR-latch를 사용하여 스파이크 전압으로부터 천이주파수 변조파형이 재생되는 과정, 그리고 마이크로프로세서를 이용하여 천이주파수 변조파형으로부터 원신호인 NRZ 데이터가 복구되는 과정을 관측함으로써 천이주파수 변조방식의 효과를 확인하였다.

이러한 구조에서는 광원의 플리커를 방지하고 120 Hz 잡음 소거를 위하여 별도의 동기신호의 전송이나 고주파의 변조회로 및 복조회로가 필요하지 않아, 시스템의 구성이 매우 간편하므로 실내의 LED조명을 이용하여 근거리 무선 센서 네트워크를 구성할 때 쉽게 활용할 수 있다.

감사의 글

이 연구는 서울과학기술대학교 교내연구비의 지원으로 수행되었습니다.

REFERENCES

- [1] 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.
- [2] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S. K. Lim, "IEEE 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support", *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 50, No. 3, pp. 72-82, 2012.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] S. Li, A. Pandharipande, and F. M. J. Willems, "Unidirectional visible light communication and illumination with LEDs", *IEEE Sens. J.*, Vol. 16, No. 23, pp. 8617-8626, 2016.
- [7] S. H. Lee, "Illumination control of LEDs in visible light communication using Manchester code transmission", *J. Sens. Sci. Technol.*, Vol. 25, No. 5, pp. 303-309, 2016.
- [8] 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.