

천이주파수 변조를 이용한 가시광통신의 조명제어

이성호^{1,+}

Illumination Control in Visible Light Communication Using Transition Frequency Modulation

Seong-Ho Lee^{1,+}

Abstract

In this study, we utilized the duty factor of the transition frequency modulation (TFM) for the illumination control of the light emitting diode (LED) light in visible light communication (VLC). The average optical power is linearly proportional to the duty factor in TFM waveforms. We used the transition frequencies of $N_a=5$ and $N_b=1$ for the high and the low bits, respectively, of the non-return-to-zero (NRZ) data in the VLC transmitter. A resistor and capacitor high-pass filter (HPF) was used in the VLC receiver to eliminate the 120 Hz optical noise from adjacent lighting lamps and the spikes at the HPF output were used to recover NRZ data from the TFM waveform. In experiments, the illumination of the LED light was controlled in the range of 25-90% of the constant-wave optical power by changing the duty factor of the TFM waveforms.

Keywords : Visible light communication, transition frequency modulation , LED, duty factor, illumination control.

1. 서 론

가시광통신(visible light communication, VLC)은 동일한 광원을 사용하여 조명과 근거리 무선통신 기능을 동시에 수행하는 편리한 구조이다. 이러한 가시광통신의 광원으로는 고속변조가 가능하고 높은 광출력을 가지는 조명용 발광다이오드(light emitting diode, LED)가 많이 사용되고 있다[1-4]. 가시광통신에서는 조명과 통신의 상호간에 서로 영향을 주지 않고 각각의 기능을 잘 수행할 수 있도록 광원의 변조와 신호의 복구과정이 설계되어야 한다. 특히 송신부에서는 데이터의 변조과정에서 플리커(flicker)가 발생하지 않도록 LED의 평균 광전력이 일정한 상태를 유지하여야 하고, 사용자의 요구에 따라 조명의 밝기가 조정 가능하도록 시스템을 구성하는 것이 바람직하다. 또한 수신부에서는 인접된 다른 조명장치로부터 유입되는 잡음광의 간섭을 받

지 않도록 안정된 시스템을 구성하여야 한다[5-7].

본 논문에서는 송신부에서 LED의 플리커를 방지함과 동시에 사용자에게 의한 조명제어가 가능하며, 수신부에서 잡음광의 간섭을 방지할 수 있는 천이주파수 변조(transition frequency modulation, TFM) 방식을 새로이 개발하여 실험하였다. TFM변조에서는 데이터 전송률의 수 배에 해당하는 비교적 낮은 주파수의 단극성(unipolar) 구형파를 반송파(carrier)로 사용하여 듀티율을 조정하는 방식이다. 이 구조에서는 반송파를 생성하기 위한 별도의 고주파 발진기가 필요하지 않고, 마이크로프로세서의 구형파 출력 자체를 반송파로 사용하므로 시스템의 구성이 매우 간편해지는 이점이 있다. 또한 TFM 변조에서는 구형파 신호의 듀티율(duty factor)를 사용자가 선택함으로써 LED 조명의 세기를 쉽게 제어할 수 있는 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 TFM변조에서 구현 가능한 조명제어의 원리와 시스템의 구성방법, 그리고 실험결과에 대하여 차례로 소개한다.

¹ 서울과학기술대학교 전자IT미디어공학과 (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: Mar. 12, 2021, Revised: Mar. 22, 2021, Accepted: Mar. 24, 2021)

2. TFM변조에서의 조명제어

2.1 듀티율을 이용한 조명제어 원리

가시광 송신부에서 TFM변조의 듀티율을 이용한 조명제어 원리를 도식적으로 나타내면 Fig. 1과 같다.

Fig. 1(a)는 송신부에서 보내고자 하는 임의의 non-return-to-

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.

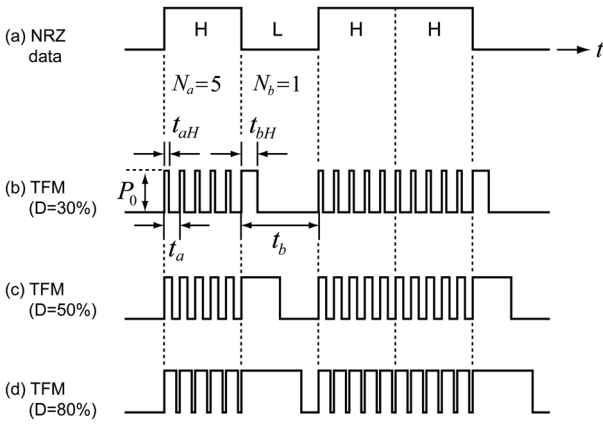


Fig. 1. Dimming control method using the duty factor of the TFM waveforms in the VLC transmitter.

zero(NRZ) 형식의 데이터에 대한 전압 파형의 예를 나타낸다. 여기에서 높은 전압의 비트를 high (H), 낮은 전압의 비트를 low (L) 로 각각 표기하였다. Fig. 1(b), (c), (d)는 NRZ데이터의 high 비트구간을 천이주파수 $N_a=5$ 로 변조하고, low 비트구간을 천이주파수 $N_b=1$ 로 변조할 때, 듀티율이 각각 $D=30\%$, 50% , 80% 인 상태에서 LED의 광출력 파형을 도식적으로 나타낸 것이다. 여기에서 천이주파수 N_a 와 N_b 는 1비트시간(bit time) 내에서 구형파가 천이하는 횟수(transition frequency)를 나타낸다. P_0 는 구형파 출력광의 진폭이며, t_a 와 t_b 는 각각 천이주파수 N_a 와 N_b 인 구형파의 한 주기를 나타낸다. t_{aH} 와 t_{bH} 는 각각 구형파의 한 주기 내에서 high 상태에 머무르는 시간이며, 구형파의 듀티율은 $D=t_{aH}/t_a=t_{bH}/t_b$ 로 정의한다. TFM변조 상태에서 LED의 평균 광전력은 듀티율(D)에 따라 정해지며, 그 값을 다음과 같이 계산할 수 있다. 임의의 관측시간 T내에서 m개의 high 비트와 n개의 low 비트가 발생하였다고 가정할 때, LED의 평균 광전력은

$$\begin{aligned}
 P_{avg} &= \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = \frac{P_0}{T} [m \times N_a t_{aH} + n \times N_b t_{bH}] \\
 &= \frac{P_0}{T} [m \times N_a (t_a D) + n \times N_b (t_b D)] \\
 &= \frac{P_0}{T} [mN_a t_a + nN_b t_b] \times D
 \end{aligned} \tag{1}$$

이다. 여기에서 P_0 는 LED출력광의 구형파 진폭을 나타내며, t_a 은 천이주파수가 N_a 인 구형파의 1주기시간, t_b 는 천이주파수가 N_b 인 구형파의 1주기시간을 나타낸다. 관측시간 T는 m번의 high (H) 비트가 발생한 시간과 n번의 low(L) 비트가 발생한 시간을 합한 값이므로, 관측시간 T는

$$T = mN_a t_a + nN_b t_b \tag{2}$$

이다. 식(2)를 식(1)에 대입하여 LED의 평균 광전력을 계산하면

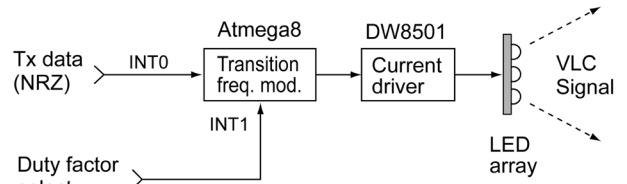


Fig. 2. Configuration of the VLC transmitter.

$$\begin{aligned}
 P_{avg} &= \frac{P_0}{T} [mN_a t_a + nN_b t_b] \times D \\
 &= \frac{P_0}{(mN_a t_a + nN_b t_b)} (mN_a t_a + nN_b t_b) \times D \\
 &= P_0 D
 \end{aligned} \tag{3}$$

이 된다. 식(3)에서 보는 바와 같이 LED의 평균 광전력(P_{avg})은 high 비트 수 (m)와 low 비트 수 (n)에 의존하지 않으므로 LED 광출력에 플리커가 발생하지 않는다. 또한 평균광전력(P_{avg})은 구형파 진폭 (P_0)과 듀티율 (D)만에 따라 결정되므로, TFM변조의 듀티율 (D)을 사용자가 선택함으로써 LED조명의 밝기를 제어할 수 있음을 알 수 있다.

2.2 송신부 구성 및 관측파형

TFM 변조방식을 사용하여 가시광 신호를 전송하기 위한 송신부의 구조는 Fig. 2와 같다.

가시광 송신부는 입력데이터에 따라 TFM변조를 수행하기 위한 마이크로프로세서와 전류구동장치 (current driver), 그리고 광원으로 사용되는 LED array로 구성된다. 송신부에 사용한 마이크로프로세서는 Atmega8, 전류구동장치는 DW8501을 사용하였으며, LED array는 1 W의 백색광 LED 9개를 PCB 기판 위에 3×3 평면배열 구조로 제작하여 사용하였다.

송신부의 입력단에 NRZ데이터가 입력되면, 마이크로프로세서는 NRZ입력의 상승에지(rising edge)와 하강에지(falling edge)에서 인터럽트 INT0루틴을 수행하여 high 비트에서는 천이주파수가 N_a 인 구형파를 생성하고, low 비트에서는 천이주파수가 N_b 인 구형파를 발생한다. 이 때 구형파의 듀티율은 사용자가 미리 선택한 값이며, 듀티율을 변경할 때에는 INT1단자에 펄스를 인가하여 5%씩 단계별로 증가하도록 시스템을 구성하였다. 송신부 입력단에 UART의 기본속도인 9.6 kbps의 데이터율로 임의의 문자 F를 반복하여 전송하면서, high비트는 천이주파수 $N_a=5$, low 비트는 $N_b=1$ 을 사용하여 변조하였다.

이 상태에서 마이크로프로세서 입력단에 가해지는 NRZ데이터 파형과 출력단에 나타나는 TFM변조신호를 오실로스코프로 관찰한 전압파형은 Fig. 3과 같다.

Fig. 3(a)는 1개의 문자 “F”에 대한 NRZ 데이터 파형이다. 문자 F에 대한 8비트의 ASCII 코드는 “01000110”이며, 1개의

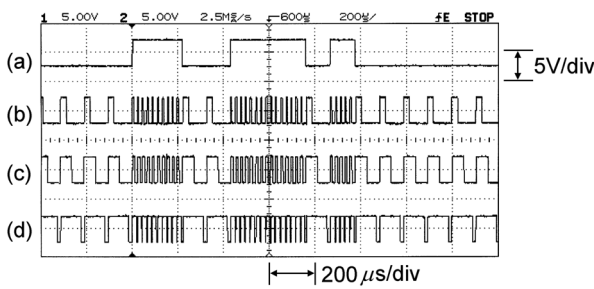


Fig. 3. Observed waveforms in the VLC transmitter. (a) NRZ data waveform, and TFM waveforms with the duty factor of (b) $D=25\%$, (c) 50% , and (d) 90% , respectively.

비트가 차지하는 시간은 9.6 kbps에서 약 104 μs 이다. UART 전송방식에서는 최하위 비트 (LSB)로부터 최상위 비트(MSB)까지 순서대로 전송되며, 1개의 문자가 전송될 때마다, 시작비트 “0”와 종료비트 “1”이 비트열의 맨 앞과 맨 뒤에 각각 추가되어, 문자 F를 구성하는 비트열은 왼쪽부터 오른쪽으로 총 10비트의 “0011000101” 데이터가 된다. UART전송방식에서는 기본적으로 “0”의 비트에 high(H) 전압이 지정되고, “1”의 비트에 low(L) 전압을 사용하므로, 문자 “F”에 대한 NRZ전압파형은 Fig. 3(a)와 같이 “HHLLHHHLHL” 형태의 전압파형이 된다.

이 상태에서 high비트를 천이주파수 $N_a=5$, low비트를 천이주파수 $N_b=1$ 인 구형파로 변조하였다. Fig. 3(b), (c), (d)는 각각 듀티율 $D=25\%$, 50% , 90% 일 때의 TFM변조파형을 나타낸다. 이와 같이 듀티율 (D)이 바뀌면, TFM변조파형에서 high 상태가 차지하는 시간이 달라지고, 그 결과 LED의 평균 광전력이 듀티율(D)에 선형적으로 증감하여 LED의 조명이 제어된다. TFM 변조에서 듀티율(D)에 따라 조명이 제어되는 현상을 관찰하기 위하여, 듀티율 (D)를 변화시키면서, LED array로부터 약 1 m의 거리에서 LED의 평균 광전력밀도를 측정하였다. 측정결과는 Fig. 4와 같다.

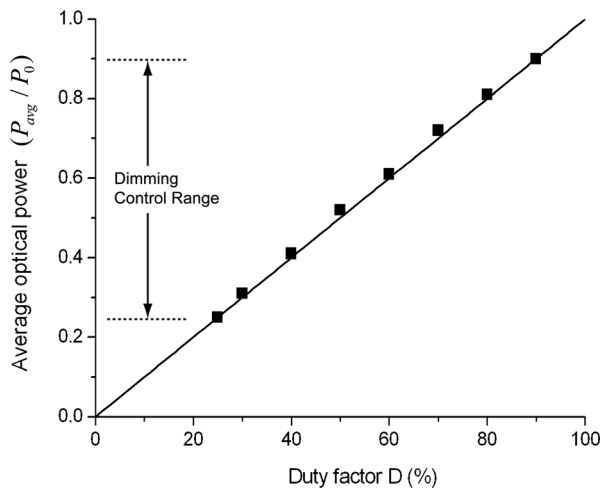


Fig. 4. Average optical power with the duty factor.

Fig. 4에서 실선의 그래프는 식(3)을 사용하여 계산된 결과이며, 기호(■)는 측정값을 나타낸다. 그래프에서 가로축은 천이주파수 변조파형의 듀티율(D)이며, 세로축은 LED의 평균 광전력 밀도를 구형파의 진폭(CW광전력밀도)으로 정규화한 값 (P_{avg}/P_0)을 나타낸다. 실험에서 CW광전력밀도는 약 $P_0=0.54 [W/m^2]$ 로 측정되었으며, 이 상태에서 조명의 세기는 약 400 Lux이었다. 광전력밀도의 측정에서는 Optical multimeter OMM-6810B를 사용하고, 조명의 세기는 조도계 UT382를 사용하여 측정하였다. Fig. 4에서 보는 바와 같이 LED의 평균 광전력 밀도는 듀티율에 따라 거의 선형적으로 비례함을 실험을 통하여 확인하였으며, LED조명의 세기는 CW광전력 밀도의 약 25%부터 90%까지 조정이 가능하였다.

3. 수신부 잡음광의 간섭 소거

3.1 잡음광 소거 및 데이터의 복구과정

가시광통신의 수신부에서 천이주파수 변조 신호를 수신하여 NRZ데이터가 복구되는 과정을 도식적으로 나타내면 Fig. 5와 같다.

Fig. 5(a)는 수신부의 포토다이오드에서 검출되는 전압파형의 예를 도식적으로 나타낸 것이다. 가시광시스템의 송신부로부터 수신부 사이에서 전송매체가 자유공간이므로, 가시광 시스템의 근처에 다른 조명램프가 존재하는 경우에는 그 조명광이 포토다이오드에 유입되어 신호광과 혼합된 상태로 검출되는 경우가 많다. 이러한 상태에서는 송신부에서 보낸 천이주파수 변조파형이 120 Hz의 잡음광과 혼합된 상태로 검출되며, 잡음광의 세기가 신호광에 비하여 무시할 수 없는 경우에는 수신과정에서 에러를 유발 할 수 있다. 이러한 상태에서 수신부에 고역통과필터(HPF)를 사용하여 120 Hz의 잡음을 소거하면, Fig. 5(b)와 같이 구형파의 신호의 가장자리에서 스파이크 전압이 발생하게 된다.

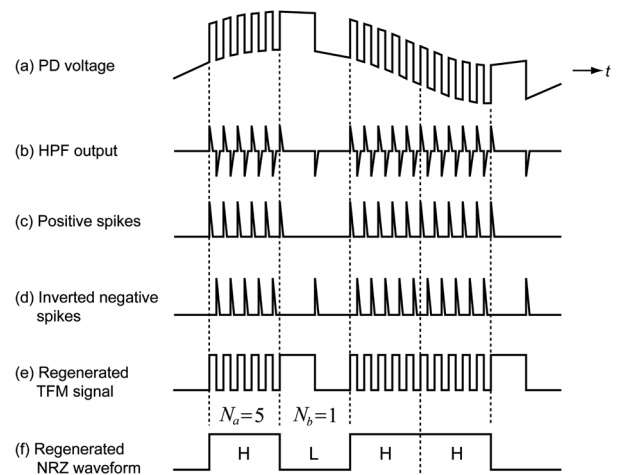


Fig. 5. Data recovery process in the VLC receiver.

이 스파이크 신호를 이용하여 원신호를 복구하기 위하여 Fig. 5(c)와 (d)에서 보이는 바와 같이 (+)와 (-) 스파이크를 각각 분리한 후, (+)스파이크에서 “low-to-high” 전이를 발생하고, (-)스파이크에서 “high-to-low”의 전압천이를 발생하면, Fig. 5(e)와 같이 TFM 변조신호가 복구되어 송신부에서 전송한 상태와 동일한 파형이 된다. 이 상태에서 천이주파수가 $N_a=5$ 일 때는 high 전압을 발생하고, 천이주파수가 $N_b=1$ 일 때에 low 전압을 생성하면, Fig. 5(f)와 같이 송신부에서 보낸 NRZ 데이터와 동일한 파형이 수신부에서 복구되어 송신 데이터가 정상적으로 수신된다.

3.2 수신부 구성 및 관측파형

포토다이오드를 사용한 광검출기로부터 HPF를 통하여 잡음을 소거하고, 스파이크 신호로부터 NRZ 데이터를 복구하기 위한 수신부의 구조는 Fig. 6과 같다.

신호광이 포토다이오드(PD)에 입사하면, 신호광에 비례한 광전류가 생성되어 부하저항 R_L 에 신호전압이 발생하고, 증폭기(Amp-0)의 출력단에 신호광에 비례한 검출전압 나타난다. 이 전압이 캐패시터 C_1 과 저항 R_1 으로 이루어진 고역통과필터(RC-HPF)를 통과하면서 인접된 조명 램프로부터 유입된 잡음전압은 차단되고, TFM 변조된 구형파 신호가 (\pm)스파이크 전압으로 바뀌어 출력된다. 구형파의 상승에지(rising edge)에서는 (+) 스파이크가 나타나고, 하강에지(falling edge)에서는 (-) 스파이크가 발생한다. 이 스파이크 신호가 증폭기(Amp-1)와 반전 증폭기(Amp-2)의 입력단에 공통으로 인가된다. Amp-1의 출력전압은 다이오드 D1을 통과하면서 (+) 스파이크 신호만 남고 (-) 스파이크는 차단된다.

반면에 반전증폭기 Amp-2의 출력전압이 다이오드 D2를 통과하면서 반전된 (-)스파이크만 남고 (+) 스파이크는 차단된다. 다

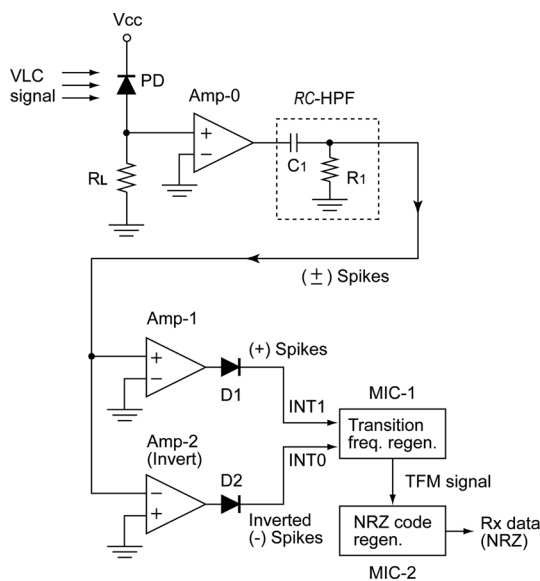


Fig. 6. Configuration of the VLC receiver.

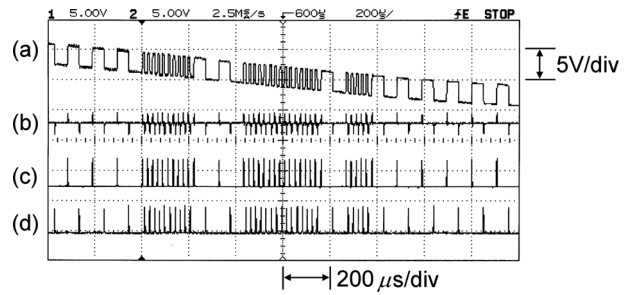


Fig. 7. Observed waveforms in the VLC receiver. (a) PD voltage, (b) Spikes ($D=50\%$), (c) positive spikes, and (d) inverted negative spikes.

이오드D1의 출력단에 나타나는 (+) 스파이크 전압이 마이크로프로세서 MIC-1의 인터럽트 단자 INT1에 인가되어, 스파이크가 발생할 때마다 “low-to-high” 천이전압을 발생한다. 같은 방법으로 다이오드D2의 출력단에 나타나는 반전된 (-) 스파이크 전압이 마이크로프로세서 MIC-1의 인터럽트 단자 INT0에 인가되어, 스파이크가 발생할 때마다 “high-to-low” 천이전압을 발생한다. 그 결과 마이크로프로세서 MIC-1의 출력전압은 송신부에서 보낸 천이주파수 변조파형과 동일한 파형이 생성된다. 마이크로프로세서 MIC-2에서는 이 신호를 읽어 들어 천이주파수가 $N_a=5$ 와 일치할 때 “high” 전압을 발생하고, 천이주파수가 $N_b=1$ 과 같을 때 “low” 전압을 생성하여 송신부에서 보낸 NRZ 데이터를 복구한다. 이러한 동작과정을 확인하기 위하여 오실로스코프를 사용하여 수신부의 각 지점에서의 전압파형을 관측하였다. 관측된 전압파형은 Fig. 7과 같다.

Fig. 7(a)는 포토다이오드의 전압을 나타낸다. 여기에는 송신부에서 보내온 TFM 변조파형과 가시광 시스템의 주변에 있는 다른 조명램프로부터 유입된 잡음이 혼합된 상태를 보여주고 있다. 이 전압파형에서 나타나는 큰 기울기는 120 Hz의 잡음 때문에 나타나는 현상이다. Fig. 7(b)는 포토다이오드 전압이 RC-HPF를 통과한 후 나타난 전압으로서, 여기에서는 120 Hz의 잡음 성분은 모두 소거되고, TFM 변조파형인 구형파의 가장자리 위치에 (\pm) 스파이크 전압이 발생하고 있음을 볼 수 있다. TFM 변조신호에 속한 각 구형파의 상승에지에서는 (+)스파이크가 발생하고, 하강에지에서는 (-)스파이크가 발생함을 볼 수 있다.

Fig. 7(c)는 (\pm) 스파이크 전압이 비반전증폭기 Amp-1과 다이오드 D1을 통과한 후에 발생하는 전압을 나타내며, 여기에서는 (-) 스파이크가 모두 차단되고 (+) 스파이크만 나타남을 볼 수 있다. 이 신호가 마이크로프로세서 MIC-1의 인터럽트 단자 INT1에 인가될 때마다 “low-to-high”의 전압 천이를 발생하였다. Fig. 7(d)는 (\pm) 스파이크 전압이 반전증폭기 Amp-2와 다이오드 D2를 통과하면서, (+) 스파이크는 모두 차단되고, (-) 스파이크만 반전되어 (+) 전압으로 나타난 상태이다. 이 신호가 마이크로프로세서 MIC-1의 인터럽트 INT0 단자에 인가될 때마다 “high-to-low”의 전압 천이를 발생하였다.

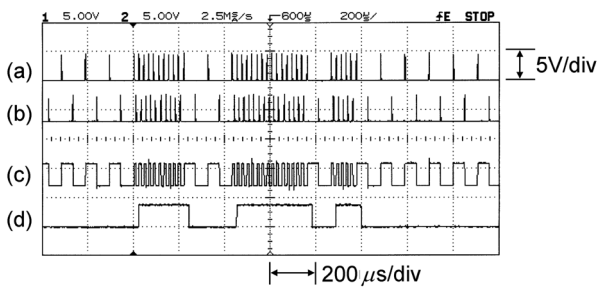


Fig. 8. Observed waveforms in the VLC receiver. (a) positive spikes, (b) inverted negative spikes, (c) regenerated TFM waveform, and (d) recovered NRZ waveform.

이와 같이 (+) 와 (-) 스파이크 신호가 분리되어 마이크로프로세서 MIC-1의 인터럽트 단자 INT1와 IN0에 각각 인가될 때, MIC-1의 출력단에는 TFM변조파형이 재생되고, 이 신호를 사용하여 NRZ데이터가 복구되는 과정을 관찰한 파형은 Fig. 8과 같다.

Fig. 8(a)와 (b)는 각각 앞의 Fig. 7(c)와 (d)에서 관찰한 파형과 동일한 (+)스�파이크와 반전된 (-)스�파이크 신호를 나타낸다. Fig. 8(c)는 이러한 스파이크 신호가 마이크로프로세서 MIC-1의 인터럽트 단자에 인가될 때, MIC-1에서 출력된 전압을 나타낸다. 이 파형은 송신부에서 듀티율 $D=50\%$ 로 TFM변조하여 전송한 Fig. 3(c)의 파형과 동일한 형태임을 보여주고 있다. 마이크로프로세서 MIC-2는 신호를 수신하여 천이주파수 $N_a=5$ 일 때는 high 전압을 출력하고, 천이주파수 $N_b=1$ 일 때는 low 전압을 출력함으로써 NRZ 데이터를 복구하였다. 이러한 복구과정은 9.6 kbps의 전송률에서 천이주파수 $N_a=5$ 에 해당하는 구형과 주기 $20 \mu s$ 시간 내에서 low-to-high 전압천이와 high-to-low 전압천이가 각각 1번씩 발생하면 high 전압을 출력하고, 그렇지 않은 경우에는 low전압을 출력함으로써 NRZ 데이터가 복구된다. Fig. 8(d)는 MIC-2의 출력단에 나타난 복구파형으로서 송신부에서 보낸 문자 “F”에 대한 NRZ데이터 파형인 Fig. 3(a)와 동일한 형태임을 볼 수 있다.

Fig. 9은 송신부에서 듀티율(D)을 변경하여 TFM 변조할 때, 수신부에서 검출된 스파이크신호와 복구된 TFM 변조파형을 관

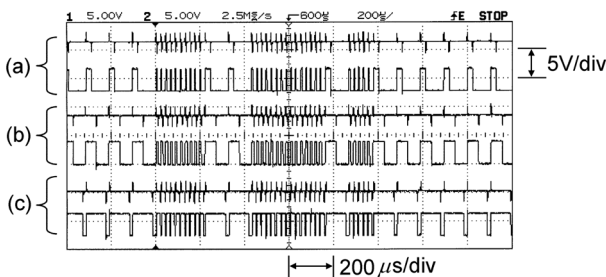


Fig. 9. Observed spikes and the regenerated TFM waveforms with the duty factor of (a) $D=25\%$, (b) $D=50\%$, and (c) $D=90\%$, respectively.

측한 것이다.

Fig. 9에서 파형 (a), (b), (c)는 각각 듀티율 $D=25\%$, 50% , 90% 로 TFM변조할 때, 수신부에서 검출된 스파이크 신호와 복구된 TFM신호를 나타낸다. Fig. 9(a), (b), (c)에서 상부에 있는 파형은 각각 스파이크 신호를 나타내고, 하부에 있는 파형은 복구된 TFM 변조신호를 나타낸다. 여기에서 보이는 TFM변조파형은 모두 송신부에서 보낸 Fig. 3(b), (c), (d)와 동일한 형태임을 확인할 수 있다.

이와 같이 가시광 통신에서 TFM변조를 사용하면, 송신부에서는 데이터의 전송 유무에 관계없이 LED의 평균 광전력이 항상 일정한 상태가 되어 플리커가 없는 조명상태를 유지할 수 있고, 사용자가 TFM신호의 듀티율을 선택하여 LED의 조명 세기를 쉽게 제어할 수 있다. 또한 수신부에서는 간단한 RC-HPF를 이용하여 잡음광의 간섭을 소거하고 원신호를 복구함으로써, 조명과 통신이 서로 영향을 주지 않는 안정된 가시광 시스템 구축이 가능함을 실험적으로 확인하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 가시광통신에서 광원으로 사용되는 LED출력광의 플리커를 방지하고, 조명제어가 가능하며, 수신부에서 120 Hz의 잡음광을 쉽게 소거할 수 있는 TFM 변조방식을 새로이 제안하고 실험을 통하여 그 효과를 확인하였다. 이와 같은 TFM 변조방식을 사용하면 LED의 평균 광전력이 데이터의 비트열에 관계없이 항상 일정하게 유지되어 플리커가 없는 조명을 유지할 수 있고, 그 조명의 세기는 듀티율에 선형적으로 비례함을 간단한 수식적 계산을 통하여 확인하였다.

또한 이러한 동작과정을 실험적으로 확인하기 위하여, 가시광 송신부에서 UART 전송방식의 기본 전송률인 9.6 kbps의 NRZ 데이터에서 high 비트에는 $N_a=5$, low비트에는 $N_b=1$ 의 천이주파수를 가진 구형파를 사용하여 LED를 변조하면서 신호전압을 관찰하였다. 또한 수신부에서는 간단한 RC-HPF를 사용하여 인접된 조명으로부터 유입되는 120 Hz 잡음광의 간섭을 차단하고, 구형파의 상승에지와 하강에지에서 발생하는 (+) 스파이크와 (-) 스파이크 신호를 이용하여 TFM 변조파형을 복구하고, NRZ 데이터를 수신하였다.

이와 같이 TFM 변조는 데이터의 전송과정에서 LED의 평균 광전력을 항상 일정하게 유지하여 플리커가 없는 안정된 조명을 제공함과 동시에 듀티율을 사용자가 직접 선택하여 조명의 세기를 쉽게 제어할 수 있는 편리한 구조이다. 또한 데이터 전송률에 비하여 현저히 높은 주파수를 가진 고주파 발진기와 고주파 변조 및 복조회로가 필요하지 않아 가시광 시스템의 구성이 매우 간편해지는 이점을 가지고 있다. 현재 실내와 실외의 조명 광원으로 LED가 넓게 보급되어 있으므로, 이와 같은 LED 조명램프에 간단한 TFM 변조기능을 추가하면, 안정된 조명상

태를 유지하면서 각종 센서의 데이터를 근거리 구간에서 간편하게 무선 전송할 수 있는 센서네트워크를 쉽게 구축할 수 있다.

감사의 글

이 연구는 서울과학기술대학교 교내연구비의 지원으로 수행되었습니다.

REFERENCES

- [1] 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.
- [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.
- [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] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.