가시광 무선인식장치에서 비트간 잡음검출에 의한 잡음광의 영향 감소

황다현¹ · 이성호^{2,+}

Reducing the Effects of Noise Light Using Inter-Bit Noise Detection in a Visible Light Identification System

Da-Hyun Hwang¹ and Seong-Ho Lee^{2,+}

Abstract

In this paper, we used the inter-bit noise detection method in order to reduce the effects of noise light in a visible light identification system that uses a visible LED as a carrier source. A visible light identification system consists of a reader and a transponder. When the enable signal from the reader is detected, the transponder encodes the response data in RZ(Return-to-Zero) bit stream and sends response signal by modulating a visible LED. The reader detects the response signal mixed with noise light, samples the noise voltage in each blank low time between data bits of the RZ signal, and recovers the original data by subtracting the sampled noise from the received signal. In experiments, we improved the signal-to-noise ratio by 20dB using the inter-bit noise detection method.

Keywords : Visible LED, Visible Light Identification System, Noise Light, Inter-Bit Noise Detection

1. 서론

가시광을 발생하는 조명용 LED(Light Emitting Diode)는 기존의 백열등이나 형광등과 같은 기존의 조명시설에 비하여 소형 경량이며 수명이 길고 기계적인 충격에 강한 장점을 가지고 있어 휴대용 조명, 자동차 조명, 실내조명, 가로등 조명 등 그 활용범위가 계속 넓어지고 있다.

LED는 반도체의 PN 접합을 이용하여 자연방출의 원리로 빛을 발생하며 주입전류를 제어하여 출력광의 고속변조가 가능하다. 이러한 특성을 이용하여 조명과 통신을 결합할 수 있는 가시광 통신이 발전하고 있으며[1], LED의 조명광을 활용할 수 있는 또 하나의 분야에 가시광 무선인식장치(visible light identification system)가 있다[2].

가시광 무선인식장치는 조명용 LED의 빛을 이용하여 조명과 동시에 관리대상 물체의 정보를 자동으로 무선 인식하는 센서기술로서, 물체관련 정보를 발생하는 트랜스폰더(transponder)와

그 정보를 판독하는 리더(reader)로 구성된다. 이 중에서 리더는 관리자용 컴퓨터에 연결하여 사용하며, 트랜스폰더 쪽으로 문의 신호를 전송하고 트랜스폰더로부터 발생하는 응답신호를 받아 수신데이터를 복구하는 기능을 가진다. 트랜스폰더는 관리대상 물체에 부착하고 리더의 문의신호가 있을 때 관련 정보를 조명용LED의 출력광에 실어서 리더 쪽으로 발생시키는 장치로서 리더와 트랜스폰더 사이에서 발생하는 신호의 교환과정은 무선주파수를 캐리어로 사용하는 기존의 RFID(Radio Frequency Identification)와 유사하다. 조명용 LED의 출력광은 가시광선의 파장을 가지므로 형광등이나 백열등과 같은 기존의 조명시설이 인접하여 설치되어 있는 경우에는 이러한 조명시설로부터 발생하는 잡음광이 수신부에 유입되어 전송과정에 오동작을 유발할 수 있다. 따라서 이러한 잡음광의 간섭이 심한 환경에서는 그 영향을 감소할 수 있는 구조로 시스템을 설계할 필요가 있다[3, 5].

조명용 LED의 신호광과 기존의 조명시설에 의한 잡음광이 둘 다 가시광선 대역에 존재하므로 간단한 광필터를 사용하여 신호광과 잡음광을 광학적으로 분리하기는 수월하지 않다. 따라서 전기적으로 신호성분과 잡음성분을 분리하기 위하여 잡음광의 주파수보다 현저히 높은 부반송파(sub-carrier)를 이용한 변조방식이 많이 사용되고 있다. 부반송파 변조방식은 잡음소거 효과가 높은 반면 기저대역(base-band)의

¹서울과학기술대학교 NID 융합기술대학원 (Graduate School of NID Fusion Technology, Seoul National University of Science and Technology)

²서울과학기술대학교 전자정보공학과 (Department of Electronic & Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology)

⁺Corresponding author: shlee@seoultech.ac.kr

(Received : Sep. 14, 2011, Revised : Nov. 2, 2011, Accepted : Nov. 3, 2011)

전송방식에 비하여 시스템의 구조가 상대적으로 복잡해지는 부담이 있다. 본 논문에서는 부분송파를 사용하지 않는 기저대역의 전송방식에서 이러한 잡음광의 영향을 비교적 간단하게 소거할 수 있는 비트간 잡음검출방식을 새로이 제안하고 실험하였다.

비트간 잡음검출방식에서는 송신부에서 보내고자 하는 NRZ (Non-Return-to-Zero) 형식의 데이터 비트열에서 각 비트 사이에 Blank Low 구간을 삽입함으로 RZ(Return-to-Zero) 형식의 데이터로 만들어 LED를 변조하고, 수신부에서는 RZ데이터의 각 비트 사이에 존재하는 Blank Low구간에서 주기적으로 잡음전압을 샘플링한 후 수신전압에서 이 잡음전압을 소거함으로써 원 신호를 복구한다.

실험에서는 비트간 잡음검출방식을 이용하여 잡음 전압의 크기를 약 1/10배로 감소하였다. 이 구조를 활용할 수 있는 분야로는 자동차용 가시광 무선인식시스템을 들 수 있다. LED를 방향지시등과 같은 측면의 조명으로 사용하는 자동차에 트랜스폰더를 설치하고 톨게이트에 리더를 설치하면, 자동차의 LED 조명을 이용하여 통행차량관련 정보를 무선으로 자동 인식할 수 있으며, 주변의 조명시설로부터 발생하는 잡음광의 간섭현상을 간편하게 소거할 수 있다.

Fig. 1. An application of visible light identification.

본 논문의 제2절에서는 비트간 잡음검출을 이용한 잡음소거의 원리, 제3절에서는 잡음소거를 위한 가시광 무선인식장치의 구조, 제4절에서는 잡음검출 및 잡음소거과정에서 처리되는 데이터의 확인, 제5절에서는 문자열의 전송과정에서 잡음소거의 효과를 실험적으로 확인하는 순서로 진행하였다.

2. 비트간 잡음검출을 이용한 잡음소거 원리

조명용LED를 변조하여 기저대역의 디지털 신호를 전송하는 경우에 데이터 비트 사이에서 잡음을 검출하고 소거하는 절차를 도식적으로 나타내면 Fig. 2와 같다. 조명용 LED를 변조하여 Fig. 2(a)와 같이 임의의 High(H)와 Low(L) 상태의 비트열로 이루어진 NRZ 신호를 전송하는 경우에, 비트간 잡음검출방식을 사용하여 잡음을 소거하기 위해서는 먼저 Fig. 2(b)와 같이 각 데이터 비트 사이에 Blank Low구간을 삽입하여 RZ 형태의 비트열로 변환시킨다.

Fig. 2. The process of noise reduction and signal recovery.

Fig. 2(b)의 신호를 사용하여 LED를 변조하여 자유공간으로 방사하면 이 신호광이 수신부에 도달하게 된다. 이 때 수신부 근처에 형광등이나 백열등과 같은 다른 조명시설이 존재하여 Fig. 2(c)와 같은 잡음광이 혼합되어 수신부에 유입되면, Fig. 2(d)와 같이 잡음광과 신호광의 강도가 합쳐져 수신부에 입사하게 된다. 수신부에서는 이 신호를 검출한 후 A/D 변환하여 Fig. 2(e)와 같이 RZ 신호의 데이터부분(●표기)과 Blank Low부분(○표기)에서 매주기마다 샘플링하면 Fig. 2(f)와 같이 잡음이 섞인 NRZ 신호와 Fig. 2(g)와 같은 잡음신호가 각각 생성된다. 이 때 Fig. 2(f) 신호로부터 Fig. 2(g)의 잡음전압을 빼주게 되면 Fig. 2(h)와 같이 샘플링 잡음이 소거된 NRZ신호가 만들어진다. 이 상태에서 중간부분에 임계전압을 설정하여 High와 Low 상태를 출력하면 Fig. 2(i)와 같이 송신부에서 보낸 데이터와 동일한 파형으로 복구된다.

원신호의 복구과정에서 직접 검출하는 경우와 비트간 잡음검출 방식을 사용하는 경우에 대하여 잡음광이 미치는 영향을 근사적으로 비교하면 다음과 같다. 잡음광의 영향은 신호가 High 상태에 있을 때 잡음으로 인하여 검출전압이 감소함으로써 Low상태로 잘못 인식되는 경우, 또는 신호가 Low 상태에 있을 때 잡음으로 인하여 검출전압이 증가하여 High 상태로 잘못 인식되는 경우로 나타난다.

수신부에서 시간 t 인 순간에 신호전압을 $v_s(t)$, 잡음전압을 $v_n(t)$ 라고 할 때, 비트간 잡음검출 방식을 사용하지 않고 직접 수신하는 경우에 검출전압 $v_o(t)$ 는

$$v_o(t) = v_s(t) + v_n(t) \quad (1)$$

이다. 여기에서 디지털 부호에 해당하는 신호전압은

$$v_s(t) = \begin{cases} V_s & (\text{at High}) \\ 0 & (\text{at Low}) \end{cases} \quad (2)$$

이다. 일반적으로 형광등이나 백열등과 같은 잡음광은 120 Hz 주파수를 가지는 사인파에 근접하는 형태를 보인다. 이러한 경우에 검출되는 잡음전압의 변화를 근사적으로

$$v_n(t) = V_n \sin(\omega_n t) \quad (3)$$

로 나타낼 수 있으며, 여기에서 v_n 은 잡음전압의 진폭이고 ω_n 은 잡음의 각주파수이다. 식(2)와 식(3)을 식(1)에 대입하여 신호전압 $v_o(t)$ 가 High 상태에 있는 순간에 검출전압을 나타내면

$$v_o(t) = V_s + V_n \sin(\omega_n t) \quad (4)$$

이 된다. 잡음광의 영향이 심하여 잡음전압을 무시할 수 없는 경우에는 검출전압 $v_o(t)$ 가 V_s 와 크게 달라질 수 있다. 예를 들어 잡음전압의 진폭이 신호전압의 진폭과 거의 비슷한 크기라고 할 경우, 즉 $V_n \cong V_s$ 가 되면, 식(4)에서 $\sin(\omega_n t)$ 의 최소값은 -1 이므로, 검출전압의 최소값은

$$v_o(t)|_{\min} = V_s - V_n \cong 0 \quad (5)$$

이 되어 High 상태를 Low 상태로 잘못 인식하게 된다. 반면에, 비트간 잡음검출 방식을 사용하여 식(1)의 검출전압 $v_o(t)$ 로부터 Δt 시간 후에 샘플링한 잡음전압 $v_n(t - \Delta t)$ 를 소거한 상태에서의 검출전압을 $v_1(t)$ 라고 나타내면

$$\begin{aligned} v_1(t) &= v_o(t) - v_n(t - \Delta t) \\ &= v_s(t) + v_n(t) - v_n(t - \Delta t) \\ &\cong v_s(t) + \Delta t \times \frac{\partial v_n(t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (6)$$

가 된다. 여기에서 Δt 는 샘플링 주기를 나타내며 NRZ데이터의 전송주기와 같다. 식(2)와 식(3)을 식(6)에 대입하여 신호전압이 High인 상태에서의 검출전압을 계산하면

$$v_1(t) = V_s + \Delta t \omega_n \times V_n \cos(\omega_n t) \quad (7)$$

이다. 식(7)의 우변 둘째 항에서 $\cos(\omega_n t)$ 의 최소값은 -1 이므로 검출전압이 최소가 되는 경우를 계산하면

$$v_1(t)|_{\min} = V_s - \Delta t \omega_n V_n \quad (8)$$

이 된다. 일반적으로 형광등이나 백열등과 같은 잡음광에서 발생하는 잡음광은 120 Hz의 주파수를 가지며, 전송신호의 데이터 전송률을 컴퓨터의 직렬단자의 일반속도인 9.6 kbps NRZ로 정하여 사용할 경우에 잡음전압의 샘플링 주기는 $\Delta t = 1/(9.6 \times 10^3) \cong 0.1 \text{ ms}$ 이 되어, 식(8)에서 잡음의 최대 진폭을 나타내는 두 번째 항은

$$\Delta t \omega_n V_n = (0.1 \times 10^{-3}) \times (2\pi \times 120) \times V_n \cong 0.075 V_n \quad (9)$$

이 된다. 따라서 잡음전압 v_n 에 의한 검출전압의 감소량이 $0.075 V_n$ 으로 줄어든다. 식(9)를 식(8)에 대입하면 검출전압의 최소값은

$$v_1(t)|_{\min} = V_s - 0.075 V_n \quad (10)$$

이다. 이 값을 앞의 식(5)와 비교해보기 위하여 신호전압의 진폭과 잡음전압의 진폭이 거의 비슷한 상태인 경우, 즉 $V_n \cong V_s$ 인 환경에서의 검출전압을 계산하면

$$v_1(t)|_{\min} \cong 0.925 V_s \quad (11)$$

가 되어 신호전압 V_s 에 근접한다. 이 상태에서 High와 Low를 결정하는 임계전압(threshold)을 신호전압의 절반인 $V_s/2$ 로 정하여 판별하면 리더의 출력전압이 High 상태로 검출되어 원신호가 정상적으로 복구된다. 이와 같이 전송신호가 High인 상태에 있을 때, 직접 검출 방식을 나타내는 식(5)에 비하여 비트간 잡음검출방식을 나타내는 식(11)에서 보면 잡음에 의한 검출전압의 감소가 현저히 줄어들게 됨을 쉽게 예측할 수 있다. 전송신호가 Low 상태에 있을 때에도 위와 동일한 방식으로 비교해보면 비트간 잡음검출방식을 사용할 경우 직접 검출방식에 비하여 잡음에 의한 전압변동이 현저히 줄어들게 됨을 알 수 있다.

3. 잡음소거를 위한 가시광 무선인식장치의 구조

가시광 무선인식장치는 리더와 트랜스폰더로 구성된다. 리더는 관리자용 컴퓨터에 연결되며 트랜스폰더는 자동차와 같은 인식대상 물체에 부착하여 사용한다. 리더로부터 트랜스폰더 쪽으로 문의신호가 전달되면 트랜스폰더는 자신이 보유한 차량관련 데이터를 LED 조명에 실어 리더쪽으로 응답한다.

본 논문에서 사용한 리더와 트랜스폰더 사이에서 신호의 전송

Fig. 3. The configuration of a reader for visible light identification.

및 잡음의 소거과정을 좀 더 자세히 알아보기 위하여 리더와 트랜스폰더의 구성도를 각각 Fig. 3과 Fig. 4에 나타내었다.

리더와 트랜스폰더의 동작과정을 쉽게 알 수 있도록 동작순서에 해당하는 번호를 Fig. 3과 Fig. 4 그리고 각 동작을 서술하는 문장의 끝에 병기하였다. Fig. 3의 리더에서 점선부분은 마이크로프로세서 내부의 동작과정을 나타낸다. 리더의 마이크로프로세서에서는 Enable 펄스(EN pulse)를 주기적으로 발생하여 트랜스폰더에 대한 문의신호로 사용함과 동시에 리더와 트랜스폰더 사이의 교신과정에 필요한 동기신호로 사용하였다.

Enable 펄스는 전류원을 구동하며(①), 전류원에서는 입력신호에 비례한 전류를 발광다이오드 LED1에 가하여 적외선 펄스를 발생한다(②). 이 적외선 펄스는 자유공간을 통하여 트랜스폰더 쪽으로 진행하고 트랜스폰더의 광검출기에서는 이 Enable 신호를 검출하여 응답을 시작한다.

Fig. 4. The configuration of a transponder for visible light identification.

Fig. 4는 트랜스폰더의 구성도를 나타낸다. Fig. 4의 트랜스폰더에 설치된 포토트랜지스터(PTR2)는 적외선을 감지하는 포토트랜지스터로서 리더에서 보내온 적외선의 Enable 펄스를 검출하여(③), 증폭기를 통한 후 마이크로프로세서의 Interrupt 단자에 펄스를 전달한다(④). Fig. 4에서 점선으로 표기된 부분은 마이크로프로세서 내부의 동작을 나타낸다. Interrupt 단자에서는 이 펄스를 검출하여(⑤) 인터럽트 루틴을 수행한다. 인터럽트 루틴에서는 트랜스폰더의

응답신호에 해당하는 NRZ 형태의 데이터 비트열을 발생시킨 후(⑥), 이 데이터의 각 비트 사이에 Blank Low 시간을 삽입하여 RZ 데이터 비트열로 변환시킨다(⑦). RZ 데이터 비트열은 마이크로프로세서의 출력단자를 통하여 전류원을 구동하고(⑧), 이 신호에 비례한 전류가 조명용 발광다이오드 LED2에 흐르게 되어 응답 신호광을 발생한다(⑨). 이 빛은 자유공간을 통하여 다시 리더 쪽으로 진행하게 된다. 앞의 Fig. 3의 리더회로에 설치된 포토트랜지스터 PTR1에서는 이 빛을 수신하여(⑩) 증폭기를 통하여 마이크로프로세서의 A/D 변환기로 전달한다(⑪). 여기에서 PTR1은 가시광선을 검출하는 포토트랜지스터이며 주변에 설치된 조명으로 부터 잡음광이 있는 경우에는 잡음광과 신호광이 혼합되어 A/D 변환기에 입력된다. 리더에서 Enable 펄스가 발생한 직후 리더의 A/D 변환기는 수신전압을 A/D 변환하고(⑫), RZ신호의 데이터 지점에서 신호전압과 Blank Low 지점에서 잡음전압을 샘플링한 후(⑬), 수신전압으로부터 잡음전압을 소거한다(⑭). 이 상태에서 임계전압(threshold)을 기준하여 수신데이터의 High와 Low 상태를 결정하고(⑮), 복구된 NRZ 신호를 출력한다. 출력된 신호는 관리자용 컴퓨터의 RS-232 단자로 연결되어 트랜스폰더로부터 전송된 데이터를 읽어 들이게 됨으로써 Enable 펄스 1개에 해당하는 리더와 트랜스폰더 사이의 교신과정이 완료된다. 실험에서 리더와 트랜스폰더에 사용한 소자는 다음과 같다. 리더에 사용한 적외선 발광다이오드 LED1은 중심파장이 940 nm인 Kodenshi 사의 EL-1kL3 이며, 포토트랜지스터 PTR1은 감응광장범위가 350 nm ~ 1050 nm인 Opto-sensor 사의 OST-1KLA 이다. 트랜스폰더에서 사용한 백색 가시광 발광다이오드 LED2는 중심파장 600 nm이며, 약 400 nm ~ 700 nm의 범위에서 발광하는 EZ Power 사의 MS-HPL80CWP 이고, 포토트랜지스터 PTR2는 감응광장이 700 nm ~ 1000 nm인 AUK Semiconductor 사의 ST-5811을 사용하였다. 리더와 트랜스폰더에 사용한 마이크로프로세서는 모두 Atmel 사의 Atmega32를 사용하였으며, 증폭기는 Op-Amp HA17741을 사용하여 전압이득이 10~100 사이에서 조정 되도록 제작하여 사용하였다.

리더의 Enable 펄스를 받아 트랜스폰더가 응답신호를 발생할 때 리더의 수신회로에서 잡음을 소거하고 트랜스폰더의 응답신호를 복구하는 동작과정이 앞의 제2절에서 소개한 동작원리와 일치하는지 알아보기 위하여 제4절에서는 리더와 트랜스폰더가 교신하는 과정에서 리더와 트랜스폰더의 입·출력 신호를 관측하였다.

4. 잡음소거를 위한 데이터의 처리과정 확인 실험

잡음광이 존재하는 환경에서 트랜스폰더로부터 발생한 응답신호가 리더로 전송되어 원신호가 복구되는 과정을 실험적으로 확인해보기 위하여 트랜스폰더와 리더의 송·수신데이터를 관측하였다. Fig. 5는 리더에서 Enable 펄스가 발생한 후 트랜스폰더가 출력하는 디지털 신호를 오실로스코프로 관측한 파형이다.

Fig. 5(a)는 리더로부터 보내온 Enable 펄스를 트랜스폰더의 포토 트랜지스터에서 검출한 파형을 나타내며 주기가 5 ms이고 펄스폭이 40 μ s 구형펄스를 사용하였다.

Fig. 5. Signal waveforms observed in a transponder.

Fig. 5(b)는 트랜스폰더가 Enable 펄스를 인식한 후 문자 "F"에 해당하는 NRZ 형식의 비트열을 발생한 파형이다. 문자의 전송과정을 확인하기 위하여 실험에서는 편의상 문자 "F"를 사용하였으며, 이에 해당하는 ASCII 코드는 "01000110"이다. 리더로부터 관리자용 컴퓨터로 데이터를 전송할 때 직렬포트(serial port)를 통하여 수신하기 위하여 직렬포트의 규격에 맞도록 이 비트열을 재배열하였다. 직렬포트에서는 LSB(Least Significant Bit)가 앞서고 MSB(Most Significant Bit)가 뒤에 전송되는 구조이기 때문에 이러한 전송형식으로 만들어주기 위하여 비트열의 좌우 순서를 바꾸면 "01100010"이 된다. 이 상태에서 비트열의 맨 앞에 Start bit "0"과 비트열의 맨 뒤에 Stop bit "1"을 채워주면 전체 비트열은 "0011000101"이 된다. 이 비트열이 RS-232 규격에 맞도록 High 전압을 "0"으로 지정하고 Low 전압을 "1"로 지정하여 NRZ 형식의 디지털 신호를 발생하면 Fig. 5(b)와 같은 파형이 된다.

Fig. 5(c)는 Fig. 5(b)의 NRZ 신호의 각 비트 사이에 Blank Low 구간을 삽입하여 잡음검출에 적합한 RZ 신호로 변환한 상태이다. 각 데이터 비트와 Blank Low가 차지하는 시간간격은 동일하게 100 μ s로 정하여 사용하였으며, 이 상태는 약 9.6 kbps의 전송속도에 해당한다. Fig. 5(b)와 Fig. 5(c)파형에서 비트열의 구성을 좀 더 자세히 살펴보기 위하여 이들을 도식적으로 표현하면 Fig. 6과 같다.

Fig. 6. The bit stream for a character "F".

Fig. 6(a)는 앞의 Fig. 5(b)의 NRZ 비트열을 나타내며, Fig. 6(b)는 앞의 Fig. 5(c)의 RZ 비트열을 나타낸다. Fig. 6(b)의 RZ 파형에서 기호(●)으로 표기된 구간이 전송데이터에 해당하는 부분이며, 기호(○)으로 표기된 구간이 Blank Low가 삽입된 구간으로서 리더에서는 이 지점을 샘플링하여 잡음의 세기를 검출한다. 트랜스폰더의 신호를 리더에서 검출하기 위하여 트랜스폰더로부터 약 1.5 m의 거리에 리더를 설치하였으며, 트랜스폰더에 인접한 위치에 110 W의 형광등을 설치하여 잡음광으로 사용하였다. 기존의 조명시설로부터 발생하는 대부분의 잡음광은 60 Hz의 전력선을 사용하는 형광등과 백열등에서 발생하는 120 Hz의 잡음광이며, 이 중에서 형광등의 경우에는 120 Hz 이상 수백 kHz까지의 고주파 성분을 포함하고 있어 무선광 분야에서 주요 잡음광원으로 인식되고 있다[3-5]. 따라서 본 논문에서도 형광등을 잡음광원으로 사용하였으며, 전력선에 연결되는 다른 잡음광(예:백열등)의 경우에도 잡음소거 원리는 동일하다. 잡음광이 존재하는 상태에서 앞의 Fig. 5(c)의 RZ 파형을 리더가 검출하여 잡음을 소거해가는 과정을 순서대로 나열하면 Fig. 7과 같다. 이것은 트랜스폰더의 응답신호를 리더의 포토트랜지스터에서 검출하여 증폭하고 A/D변환한 후에 리더의 마이크로프로세서 내부 프로그램상에서 실제 처리되는 데이터 값을 출력하여 Plotting 한 것이다.

Fig. 7. The data in the process of noise reduction and signal recovery.

Fig. 7(a)는 트랜스폰더가 조명용 LED를 통하여 전송한 신호인 앞의 Fig. 5(c)를 리더의 포토트랜지스터에서 검출한 후 마이크로프로세서에서 A/D 변환한 값을 나타낸다. 여기에서 보면 문자 "F"를 나타내는 RZ 형태의 디지털 신호와 120 Hz 주파수에 해당하는 잡음신호가 섞여 있음을 볼 수 있다. Fig. 7(b)는 Fig. 7(a)의 수신파형에서 데이터구간(Fig. 6의 ●지점)을 샘플링한 NRZ 파형으로서 디지털신호와 120 Hz의 잡음전압이 섞여 있는 상태를 나타낸다. Fig. 7(c)는 Fig. 7(a)의 수신파형에서 Blank Low구간(Fig. 6의 ○지점)을 샘플링한 전압으로서 잡음을 나타낸다. Fig. 7(d)는 Fig. 7(b)의 수신전압으로부터 Fig. 7(c)의 잡음전압을 뺀 값을 나타내며 여기에서 보면 120 Hz로 변화하는 큰 진폭의 잡음전압이 소거되고 미약한 진폭의 고주파 성분이 남아 있음을 볼 수 있다. 샘플링된 잡

음이 소거되기 전의 상태인 Fig. 7(a)와 7(b)에서는 120 Hz의 RMS 잡음전압이 약 0.6 V이며, RMS신호전압이 약 0.8 V 진폭이었다. 반면에 샘플링된 잡음이 소거된 후의 상태인 Fig. 7(d)에서는 RMS 잡음전압이 약 0.06 V로 줄어들어, 비트간 잡음검출방식에 의하여 RMS잡음전압의 진폭이 약 1/10로 감소함으로써 신호대잡음비가 약 20 dB 개선되었다. 이 상태에서 Fig. 7(d)에 표기된 점선과 같이 임계전압(threshold)을 1 V로 정하고 이 값을 기준으로 높은 전압은 High 상태, 낮은 전압은 Low 상태로 만들어 원 신호를 복구하였다. Fig. 7(e)는 복구된 NRZ파형으로서 앞의 Fig. 5(b)에서 보인 트랜스폰더의 응답신호인 문자 "F"에 해당하는 NRZ파형이다. 이와 같은 절차로 리더는 잡음을 소거하고 원신호를 복구하였으며, Fig. 7의 동작과정에 있는 리더의 입·출력단에 오실로스코프를 연결하여 입·출력 파형을 동시에 관측하였다. 관측된 파형은 Fig. 8과 같다.

Fig. 8. Signal waveforms observed in a reader.

Fig. 8(a)는 리더에 설치된 프로세서에서 발생한 Enable 펄스로서 트랜스폰더로 전송된 Enable 펄스와 동일하며, 이 신호가 발생한 후 리더에서는 수신 신호를 A/D 변환하기 시작한다. Fig. 8(b)는 트랜스폰더에서 보내온 문자 "F"에 해당하는 RZ 디지털 신호를 리더의 포토트랜지스터에서 검출하여 증폭한 전압파형으로서 120 Hz 주기를 가지는 잡음전압과 RZ 디지털부호인 신호전압이 섞여있는 상태이다. 이 전압을 마이크로프로세서에서 A/D 변환한 데이터가 앞의 Fig. 7(a)이다.

Fig. 8(c)는 앞의 Fig. 7(a)~(e)의 처리과정을 거쳐 복구된 NRZ 형태의 디지털 출력신호로서 Fig. 7(e)의 데이터 파형과 같다. 이 신호를 관리자용 컴퓨터의 직렬단자에 전달하여 트랜스폰더의 데이터를 인식하였다.

5. 잡음광 환경에서 문자열 전송 실험

앞의 제4절에서는 트랜스폰더로부터 리더로 한 개의 문자를 전송하는 과정을 통하여 비트간 잡음을 검출하고 소거하는 과정을 실험적으로 확인하였다. 본 절에서는 트랜스폰더에서 차량정보에 해당하는 문자열을 연속하여 발생하는 경우 리더에서 잡음을 소거하

고 원 신호를 정상적으로 잘 복구하는지 확인하였다. 여기에서는 차량정보에 해당하는 임의의 문자열을 "ID=123"로 정하고 트랜스폰더에서 이 문자열을 발생할 때 리더의 수신 상태를 관측하였다. 이때 리더와 트랜스폰더 사이의 거리는 약 1.5 m이며, 트랜스폰더 가까이 110 W의 형광등 1개를 설치하여 잡음광으로 사용하였다. Fig. 9는 오실로스코프를 사용하여 리더에서 수신 및 복구한 파형을 관측한 것이다.

Fig. 9. Signal waveforms observed in a reader.

Fig. 9(a)는 리더로부터 트랜스폰더 쪽으로 발생하는 Enable 펄스로서 주기가 3 ms이고 펄스폭이 40us인 펄스를 사용하였다. Fig. 9(b)는 트랜스폰더가 Enable 펄스를 인식한 후 발생한 가시광 응답신호를 리더의 포토트랜지스터에서 검출한 후 증폭한 신호이다. 이 파형에서 Enable 신호 1개당 1개의 문자씩 순서대로 전송되며 왼쪽으로부터 오른쪽 순서로 "ID=123"에 해당하는 RZ 신호이다. 여기에서도 피크간 진폭이 약 2 V인 120 Hz의 잡음신호가 섞여있는 상태이다. Fig. 9(c)는 Fig. 9(b)의 파형을 A/D 변환한 후 앞의 Fig. 7과 같은 순서로 비트간 잡음전압을 검출하여 소거하고 원 신호를 복구한 상태의 NRZ 신호를 나타내며, 이 신호가 관리자용 컴퓨터의 직렬단자에 전달되어 트랜스폰더의 정보를 읽어낸다. Fig. 10은 앞의 Fig. 9(c)의 NRZ 파형이 문자열 "ID=123"에 일치하는지 확인해보기 위하여 이 문자열에 해당하는 NRZ디지털 부호를 순서대로 나열하여 도식화한 것이다.

Fig. 10. NRZ waveforms for characters "ID=123".

이 부호는 앞의 Fig. 5(b)에서 설명한 바와 같이, 컴퓨터의 직렬단자의 규격에 맞게 LSB가 앞서고 MSB가 나중에 전송되도록 문자열 "ID=123"에서 각 문자의 ASCII 코드에 해당하는 비트열의 좌우 순서를 바꾸고, 각 문자에 Start bit "0"과 Stop bit "1"을 삽입한 후, RS-232 전송형식에 맞도록 High 전압을 "0"으로 Low 전압을 "1"로 반전시킨 상태의 NRZ 비트열을 순서대로 나열한 것이다. Fig. 10의 도식화된 비트열과 Fig. 9(c)의 오실로스코프 관측파형을

왼쪽부터 오른쪽 방향으로 순서대로 비교해보면 동일한 형태임을 알 수 있다. Fig. 11은 Fig. 9(c)의 파형을 관리자용 컴퓨터의 모니터 화면에서 관측한 수신데이터이다.

Fig. 11. The received data displayed in a monitor.

Fig. 11에서 Display 되는 문자열을 보면 트랜스폰더에서 발생한 신호 “ID=123”이 정상적으로 잘 수신되고 있음을 볼 수 있다. 이와 같이 비트간 잡음검출방식을 이용하면 잡음광이 존재하는 환경에서 잡음광의 간섭을 소거하고 트랜스폰더의 응답신호를 정상적으로 잘 수신할 수 있음을 실험적으로 확인하였다. Fig. 12는 실험에 사용한 트랜스폰더의 회로를 나타낸다. 트랜스폰더와 리더의 하드웨어 구성은 동일하며, 트랜스폰더에서는 가시광 LED와 적외선 수신용 포토트랜지스터를 사용하고, 이에 대응하여 리더에서는 적외선 LED와 가시광 포토트랜지스터를 사용하는 점만 차이가 있다.

Fig. 12. The transponder circuit used in experiments.

LED와 포토트랜지스터 사이의 전압전달 효율은 거리의 제곱에 반비례하고 LED의 방사패턴과 포토트랜지스터의 수광패턴에 비례한다. 본 실험에서 사용한 가시광 무선인식장치에서 정상적으로 인식 가능한 거리는 LED의 변조신호가 트랜지스터에서 검출되는 전압의 크기에 따라 결정되며, 본 실험에서 사용한 가시광 LED와 포토트랜지스터 사이가 최대 수광방향으로 정렬된 상태에서 거리에 따른 검출전압의 변동을 측정된 결과는 Fig. 13과 같다. Fig. 13에

서 곡선(a)의 기호(■)는 리더의 수신부에 증폭기를 사용하지 않은 경우이고, 곡선(b)의 기호(●)는 전압이득이 G=100인 증폭기 사용 한 경우에 검출전압의 크기를 측정된 것이다.

Fig. 13. The relation between the detected voltage and the distance between an LED and a phototransistor.

리더의 프로세서에서 디지털부호 “1”과 “0”를 판별하는 임계전압을 1V로 정하였으며 곡선(b)에서 수신부에 증폭기를 사용한 경우에 최대 인식거리는 약 5 m로 측정되었다. 실험에 사용한 적외선 LED와 조명용 LED의 반전력빔폭은 약 $\pm 20^\circ$ 이며, 포토트랜지스터의 반전력 수광각은 $\pm 45^\circ$ 이다. 리더와 트랜스폰더 사이의 인식각도는 LED의 반전력빔폭과 포토트랜지스터의 최대수광각 이내로 제한되며, 수광각의 범위를 증가할 필요가 있는 환경에서는 원통형 또는 구면상에 LED-배열과 포토트랜지스터의 배열을 구성하여 인식각도를 증가할 수 있다.

트랜스폰더를 차량에 부착하고 리더를 톨게이트에 설치하는 경우 리더와 트랜스폰더간의 교신가능한 시간은 LED빔의 크기와 차량의 이동속도에 따라 제한된다. 실험에서 사용한 가시광 LED와 적외선 LED의 반전력빔폭은 $\pm 20^\circ$ 이며, 리더로부터 1.5 m 거리에서 빔의 직경은 약 1.1 m이다. 차량이 100 km/hr(27.8 m/sec) 속도로 빔을 수직 횡단하는 경우 트랜스폰더가 리더빔 내부에 존속하는 시간은 약 39.6 msec이다. 앞의 Fig. 5와 같이 리더에서 9.6 kbps의 데이터율로 EN pulse를 송신한 후 트랜스폰더로부터 응답한 문자1개를 수신하는 데에 걸리는 시간은 약 2.2 msec이다. 따라서 이 상태에서 수신할 수 있는 최대 문자수는 18개이며, 앞의 Fig. 9의 실험에서는 편의상 한 예로서 6개의 문자열 “ID=123”을 사용하여 실험하였다.

6. 결론 및 검토

본 논문에서는 가시광 무선인식장치에서 잡음광의 영향을 감소하기 위하여 비트간 잡음검출을 이용한 잡음소거 방식을 새로이 제안하고 실험하였다. 먼저 비트간 잡음검출 및 소거원리에 대하여 소

개하고 이어서 실험에 사용한 리더와 트랜스폰더의 구조 및 동작과정에 대하여 알아보았다. 또한 잡음광의 간섭이 심하게 존재하는 환경에서 트랜스폰더와 리더의 입·출력 파형을 관측함으로써 리더에서 잡음이 소거되고 원신호가 정상적으로 복구되는 과정을 실험적으로 확인하였다. 실험결과 리더의 수신부에서 직접 검출하는 방식에 비하여 비트간 잡음검출을 이용함으로써 RMS 잡음전압의 크기가 약 1/10로 감소하여 신호대잡음비가 약 20 dB 개선되었다.

이 방식에서는 기존의 조명시설로부터 발생하는 잡음광의 간섭을 소거하기 위한 동작이 마이크로프로세서 내부의 프로그램상에서 처리되므로 수신부의 하드웨어적 구조가 매우 간단하다. 가시광 무선인식장치를 설계·제작할 때 이 구조를 활용하면 잡음소거 효과가 높은 시스템을 쉽게 구축할 수 있다. 잡음광 소거의 관점에서 비교할 때, 현재 많이 사용되고 있는 ASK 또는 FSK 등 반송파 변조 방식은 잡음소거 효과가 높은 반면에 전송데이터를 보다 수십 배 이상의 높은 반송파를 사용하므로 변조속도가 높은 가시광LED가 필요하며, 동시에 고주파 발진기가 소요된다. 반면에 비트간 잡음소거 방식에서는 별도의 캐리어를 사용하지 않고 기저대역에서 잡음을 소거하므로, 같은 데이터율로 전송한다고 할 경우, 반송파 변조방식에 비하여 변조속도가 낮은 저가의 가시광LED를 사용하여 잡음에 강한 시스템을 쉽게 구현할 수 있는 장점이 있다.

REFERENCES

- [1] Toshihiko Komine and Masao Nakagawa, "Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 100-107, 2004.
- [2] Seong-Ho Lee, "Visible light identification system using optoelectronic feedback of a lighting LED", *Journal of Sensor Science and Technology*, vol. 20, no. 3, pp. 193-198, 2011.
- [3] Joseph M. Kahn and John R. Barry, "Wireless infrared communications", *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265-298, 1997.
- [4] A. M. Street, P. N. Stavrinou, D. C. O'Brien, and D. J. Edwards, "Indoor optical wireless systems-a review", *Opt. Quantum Electron.*, vol. 29, pp. 349-378, 1997.
- [5] Seong-Ho Lee, "Reducing the effects of ambient noise light in an indoor optical wireless system using polarizers," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, no. 3, pp. 228-231, Feb. 5, 2004.

황 다 현(Da-Hyun Hwang)

- 2004년 2월 : 대전대학교 통신공학과(공학사)
- 2010년 8월 : 서울과학기술대학교 산업대학원(공학석사)
- 2011년 3월~현재: 서울과학기술대학교 NID 융합기술대학원, 방송·통신융합프로그램, 박사과정
- 주요 관심분야 : 광통신, 광센서, RFID, 안테나

이 성 호(Seong-Ho Lee)

- 1980년 2월 : 한국항공대학교, 전자공학과(공학사)
- 1989년 2월 : 한국과학기술원, 전기 및 전자공학과(공학석사)
- 1993년 2월 : 한국과학기술원, 전기 및 전자공학과(공학박사)
- 1995년 3월~현재 : 서울과학기술대학교 전자정보공학과 교수
- 주요 관심분야 : 광통신, 광센서, RFID, 안테나