

일반논문-09-14-1-07

# WPAN용 가시광 통신 시스템의 새로운 라인코딩

김진영<sup>a)‡</sup>, 최재혁<sup>a)</sup>, 차재상<sup>b)</sup>

## New Line Coding of Visible Light Communication System for WPAN

Jin Young Kim<sup>a)‡</sup>, Jae Hyuck Choi<sup>a)</sup>, and Cha Jae Sang<sup>b)</sup>

### 요 약

가시광 통신(Visible Light Communication)시스템에서 고속 데이터 통신을 위한 최적의 line coding 기법을 제안한다. 새롭게 제안한 B4-HBT line coding은 1은 +Voltage와 -Voltage를 서로 교번하여 부호화하는데 1은 처음에는 +V, 그다음에는 -V로 서로 상반되게 극성을 대응하는 형태를 취한다. 여기에 연속적인 0비트가 4개가 존재하면 그전에 존재한 1비트에 상반되는 V를 같고 5개의 연속적인 마지막 0비트에서 반대부호 V를 갖고 1비트마다 반 비트 변이를 주어 오류를 줄이고 잡음의 영향을 적게 하였다. 시뮬레이션 결과에서 존재하고 있는 line coding과 비교하여 2~3dB 이득을 보인다.

### Abstract

We propose an ideal line coding for high speed data communication in visible light communication system. B4-HBT line coding is defined as follow. The 1 bit is +V at first though 1 encodes +Voltage and -Voltage doing change of shift each other, then -V newly. V that is been mutually contradictory for 1 bit that exist before that if continuous 0 bits exist 4 here same and reduces mistake because has reverse mark V in 4 continuous last 0 bits and gives half bit variation in 1 bit and made effect of noise low. 2~3 dB profit is seen comparing with line coding that exist in simulation result.

Key words : Visible light communication, line coding, half bit transition.

## 1. 서 론

가시광 통신이란 우리 주위에 흔하게 존재하는 눈에 보이는 빛(가시광)을 사용하여 통신을 하는 최신 통신기술이

다. 최근에 들어 실내 통신 시스템 필요성의 증가와 LEDs의 개선을 통해 가시광 통신 시스템에 관심이 높아지고 있다. 최근 LED기술은 신성장 동력산업으로 선정되는 등, 형광등 조명을 대체하고, lead-free의 친환경적이며 에너지 절감효과가 있는 조명기술의 혁신을 가져올 조명용 LED에 관한 관심이 매우 커지고 있고 유비쿼터스 네트워크에 의한 정보통신 서비스의 다양화로 최근 조명용 LED를 이용한 실내 근거리 통신 기술 응용이 확대되어가고 있고, 가시광 통신의 발신 장치로 이용할 수 있는 조명기기가 도심에서 급속하게 정비되고 있기 때문이다. 가시광 통신의 보급은 발광소자의 성능에 크게 의존하며, 휘도가 높을수록 용

a) 광운대학교 전파공학과

Department of Wireless Communications Engineering, Kwangwoon University

b) 서울산업대학교 매체공학과

Department of Media Engineering, Seoul National University of Technology

‡ 교신저자 : 김진영 (jinyoung@kw.ac.kr)

‡ 본 연구 성과의 일부는 한국과학재단 특정기초연구 (No. R01-2006-000-11183-0(2008)) 지원으로 수행되었음.

도가 넓어질 수 있다<sup>11</sup>. 실내에서의 무선 연결을 위해 백색 LED를 이용한 무선광학 통신망을 제시한다<sup>12, 13</sup>. 시스템에서의 조명기구는 무선광통신을 위한 용량을 가지고 전체 공간을 통한 통신은 고성능 조명장치에 의해 가능하게 되고, 백색칼라의 LED 조명기구는 설치가 쉽고 보기가 편하다는 장점을 갖는다.

가시광통신은 3가지 형태로 생각할 수 있는데 그 첫째가 전광 표시판이나 디스플레이와 같이 표시기구나 조명기구를 이용해서 통신하는 유비쿼터스 가시광통신, 둘째로 교통통신호기나 자동차 점등에 사용하는 LED를 이용해서 고속으로 통신기능을 갖도록 한 ITS 가시광통신, 셋째로 옥 내외의 조명기구를 송신기기로 사용하는 조명광통신을 들 수 있다<sup>14</sup>.

가시광통신의 장점을 RF (radio frequency)와 IR (infrared)비교하면 첫째, 주파수 할당의 문제가 없으므로, 호환성이 좋으며 둘째, Visible EM (electromagnetic) 스펙트럼의 사용에 대한 규정이 없다. 셋째, 데이터의 전송가능범위를 인식하기 쉽고 넷째, 전자파가 나오지 않기 때문에 안전성에서 인체에 미치는 영향이 적어 병원, 집 등에서 사용 가능하다. 마지막으로 RF 기본시스템의 영향을 주지 않기 때문에 비행기 등 초정밀 전자기기에서 쓰일 수 있다. 가시광선은 벽을 통과하지 못하므로, 벽으로 분리된 다른 사용자의 신호를 도청하기 어려워 보안성이 좋고, 가시광선의 주파수를 재사용할 수 있다. 상용화될 경우, 조명이 있는 곳엔 언제나 고속 데이터통신이 가능하게 되므로, 노트북뿐만 아니라 모든 가전제품과 연계되어 매우 큰 경제적 파급효과를 가져올 것으로 예상하므로 원천기술 확보가 매우 중요하다. 또한 VLC 시스템에 몇 가지 문제가 있는데, 첫째, 다른 조명 장치들 간의 간섭과 태양광에 의한 간섭에 의하여 쉽게 영향을 받는다<sup>15</sup>. 두 번째로는 수신단에서의 동기화 문제이다. 비록 On-Off keying(OOK) 또는 Non Return to Zero(NRZ)이 VLC 시스템에 적용되더라도 효과적이지는 못하다. 이러한 이유로 여러 라인 코딩 형태를 조사하여 VLC 환경에서 연구하였다<sup>16</sup>. 최적의 라인 코딩 사용을 위한 다음과 같은 조건을 만족하여야 한다<sup>17</sup>. 1) 동기화 2) DC성분을 제거 3) 에러율 4) 대역폭의 사용이다. 따라서 high density bipolar 3-zeros(HDB3) line coding에 초

점을 맞춘다. 이것은 간섭을 줄이고 시스템 동기를 유지하기 위해 삽입되는 일종의 개선된 Alternative mark inversion(AMI)의 종류이다.

HDB3는 유럽 E-carrier system의 모든 레벨에서 사용되어지고 연속되는 4개의 0비트 대신에 "000V" 또는 "B00V" 패턴이 대체된다. 이러한 대체는 연속적인 반전은 다른 양극을 가짐을 확실하게 보여준다. 본 논문에서는 VLC 시스템에서 B4-HBT line coding을 제안하고 정의는 다음과 같다. 첫 번째 1은 +Voltage와 - Voltage를 서로 교번하여 부호화하는데 1은 처음에는 +V, 그다음에는 -V로 서로 상반되게 극성을 대응하는 형태를 취한다. 여기에 연속적인 0비트가 4개가 존재하면 그전에 존재한 1비트에 상반되는 V를 갖고 4개의 연속적인 마지막 0비트에서 반대부호 V를 갖고 1비트마다 반 비트 변이를 주었다. 그 결과, 동기화, 잡음 효과 완화와 오류율을 줄이는 이점을 얻었다.

본 논문에서는 실내 환경에서 B4-HBT line coding과 다른 여러 line coding과의 VLC 시스템에서의 성능을 비교하였다. 실내 환경의 multi bound area과 임펄스 응답을 계산하고 white LEDs과 B4-HBT line coding을 활용하여 무선 광 링크를 위한 가능한 접근을 시뮬레이션 한다. 본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II장에서는 시스템 모델을 소개하고, 제 III장에서는 line coding을 설명하고 제 IV장에서는 시뮬레이션의 결과를 통한 성능 분석하고 마지막으로 제 V장에서는 본 논문의 결론으로 구성한다.

## II. 시스템 모델

### 1. 시스템 모델

그림 1은 제안한 라인 코딩의 block diagram을 VLC 시스템의 형태에서 구성한다. 랜덤 입력 비트는 개선된 라인 코딩 모듈 블록에 의해 디지털로 변조된다. 개선된 라인 코딩 모듈 블록은 HDB3 line coding과 half bit transition block을 이용해 구성하였다. 본 논문에서는 AMI, 4B5B와 HDB3 line coding 개요와 VLC 시스템을 위한 알맞은 line coding을 다룬다. HDB3 line coding은 오류율과 DC 성분

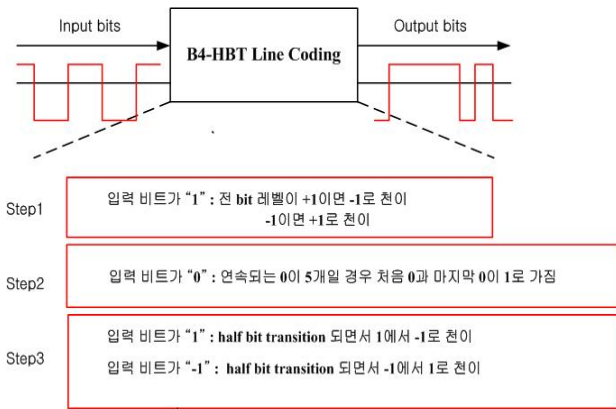


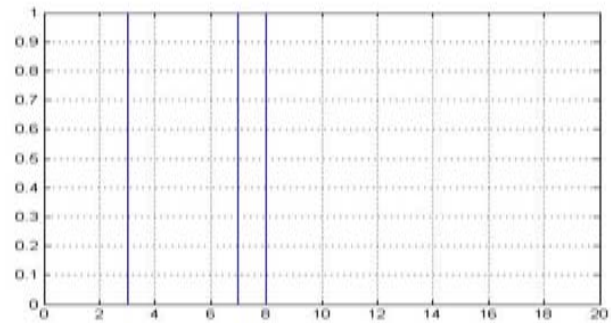
그림 1. B4-HBT 라인코딩의 블록 다이어그램  
Fig. 1. Block Diagram of B4-HBT Line Coding

제거 면에서 다른 라인 코딩보다 우수함을 보인다. 그래서 HDB3 line coding을 개선하여 VLC 환경에 적용하였다. HDB3는 AMI code에 기초를 두었고 4개의 연속적인 0에 제한을 두었다. 제안하는 line coding의 기본적인 개념은 연속되는 5개의 0비트 대신에 "0000V" 또는 "B000V" 패턴이 대체된다. "V"는 빈갈펄스를 갖고 직각 또는 다른 모양을 이룬다. "0000V" 또는 "B000V" 사용을 위한 규칙은 다음을 따른다. 이전 펄스 "B000V"를 사용된 경우 null이 아닌 DC 성분의 현재 코드를 갖는다(positive 펄스의 수는 negative 펄스의 수에 의해 보상되어지지 않는다). 두 번째로 이전 펄스 DC 성분이 null인 경우 "0000V"는 위와 같이 동일한 조건의 상태를 사용되어진다. 세 번째로 펄스 "B" (balancing을 위한 "b")는 AMI의 교환되는 규칙을 이용해 +V와 -V 양극을 갖고 2개의 V 펄스는 다른 양극을 가짐을 확인시켜준다. HDB3 line coding은 뒤에 이어지는

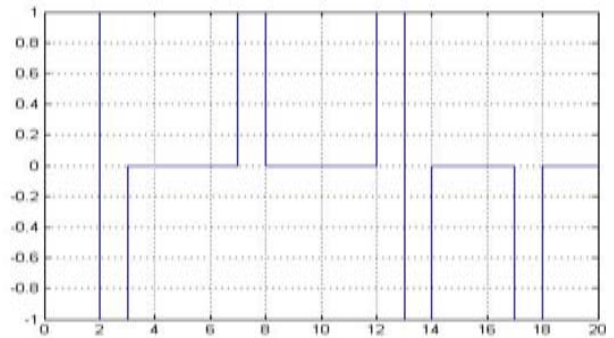
코드의 특성을 가진다. 시간 정보는 0의 긴 연속으로 보내어질 때 라인 신호에서 유지되어 진다. 그리고 HDB3의 코드된 신호의 DC 성분은 null이다. 그림 2는 B4-HBT의 line encoding 그래프를 나타내고 이진수 입력 비트 스트림은 "1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0"을 가진다.

그러나 고속 데이터 전송을 위해 중요시 되는 것이 수신단의 동기화와 bit error rate(BER)이다. 그래서 본 논문에서는 수신단에 동기화 성능을 높이기 위해 비트 중앙에 half bit transition을 적용한다. 그림 2의 (c)에서는 같은 비트 스

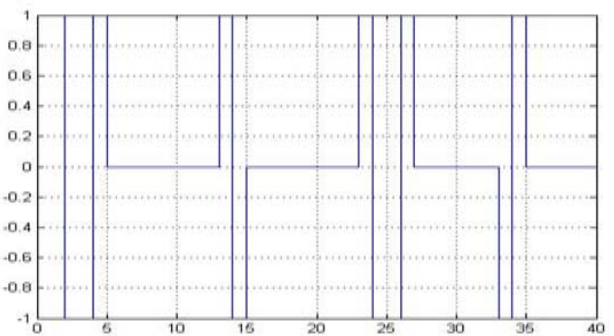
트림을 주었다. bit transition은 비트의 중앙에서 발생하고 만약 입력 비트가 "0"이면 B4-HBT line encoder는 half bit 동안 low에서 high로 bit 위치를 바꾼다. 마찬가지로 만약 입력 비트가 "1"이면, HDB3 line encoder는 high에서 low로 bit 위치를 바꾼다.



(a) Input binary bits stream



(b) step 2 그래프



(c) B4-HBT 그래프

그림 2. B4-HBT의 엔코딩 그래프  
Fig. 2. Encoding Graph of B4-HBT

2. Transmitter and Receiver Model

넓게 퍼지는 광원은 위치벡터  $r_s$ , 단위길이 방향벡터  $\hat{n}_s$ , 전력  $P_s$  그리고 복사강도 패턴(radiation intensity pattern)  $R(\varnothing\theta)$ 로 나타내어진다. 여기서 복사강도패턴  $R(\varnothing\theta)$ 는  $\hat{n}_s$ 를 기준으로  $(\varnothing\theta)$  방향으로 단위 입체각당 소스로부터 방출되는 광전력으로 정의된다. 소스는  $\theta$ 에 무관하고  $\varnothing$  방향으로 대칭인 일반적인 Lambertian 복사패턴으로 모델링 될 수 있다<sup>[8]</sup>. 이를 수식으로 표현하면

$$R(\varnothing) = \frac{n+1}{2\pi} P_s \cos^n(\varnothing) \quad \text{for } \varnothing \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}], \quad (1)$$

이 된다. 여기서  $n$ 은 소스의 방향성을 결정하는 복사로브 (radiation lobe)의 모드 수이다. 모드 번호가 증가할수록 방향성이 커지는 것을 의미하며 이를 나타낸 것이 그림 3이다. 계수  $(n+1)/2\pi$ 는  $R(\varnothing)$ 를 모든 각도에 대하여 적분하면 그 결과가 소스전력  $P_s$ 가 되도록 해주기 위하여 필요한 계수이다. 모드번호  $n=1$ 인 경우가 전통적인 Lambertian 소스이다. 표기를 간단히 하기 위하여 기준시간에 단위 입 필스로 표시되는 빛의 강도를 방출하는 점소스  $S$ 를 다음과 같은 순서로 된 세 개의 요소로 표시할 수 있다.

$$S = \{r_s, \hat{n}_s, n\}, \quad (2)$$

여기서  $r_s$ 는 소스의 위치벡터이고  $\hat{n}_s$ 는 소스의 단위방향 이고  $n$ 은 모드수이다. 비슷한 방법으로 수신기  $R$ 은 위치벡 터  $r_R$ 과 방향벡터  $\hat{n}_R$ 과 수신면적  $A_R$  그리고 field of view(FOV)로 다음식과 같이 표시된다.

$$R = \{r_R, \hat{n}_R, A_R, FOV\}. \quad (3)$$

여기서 스칼라 양인 FOV는 검출기의 법선 방향을 기준 으로 하여 FOV보다 작은 각도로 신호가 입사될 때만 수신 기가 신호를 검출 할 수 있는 각도를 의미한다.

반사를 정확히 고려하려면 거울같이 반사되는 성분과 확

산성분을 함께 고려하여야 하나, 반사하는 물체의 미분면 소의 면적을  $dA$ 라하고 반사계수를  $p$ 라 하면, 벽에서 반사 현상을 다음과 같이 두 단계의 스템으로 구분하여 나타낼 수 있다. 첫째 면적이  $dA$ 인 미분면소를 수신기로 생각하여 이 수신기가 수신하는 전력  $dP$ 를 계산한다. 두 번째로 미분 면소가 전력  $P = pdP$ 를 이상적인 Lambertian 복사강도패 턴으로 방출하는 것으로 모델링한다. 이것은 식 (1)에  $n=1$  을 대입한 것에 해당한다.

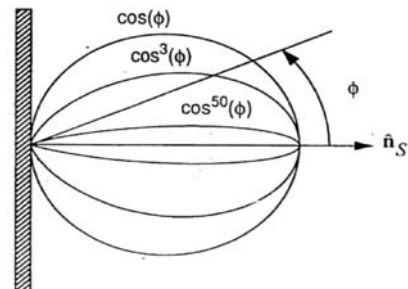


그림 3. 일반적인 Lambertian 방사패턴  
Fig. 3. General Lambertian Radiation Pattern

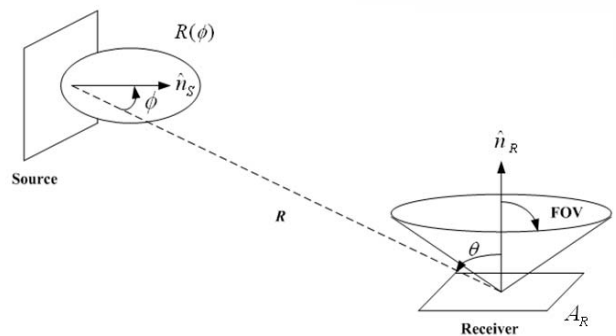


그림 4. 전송단과 수신단의 구조  
Fig. 4. Geometry of Transmitter and Receiver

소스  $S$ 와 수신기  $R$ 을 각각 (2)와 (3)로 나타내고 그림 5 와 같이 반사면이 없는 경우를 고려해 보자. 송신기와 수신 기 사이의 거리  $R$ 이 검출기의 크기보다 훨씬 커서  $R^2 \gg A_R$ 이 성립되면 수신된 신호는 검출기의 표면에서 일 정하다고 간주될 수 있고, 도착 시간도 거의 같다고 생각할 수 있다. 따라서 임펄스응답은 도착시간과 크기의 변화를 고려하여 다음과 같은 Dirac delta 함수로 표시될 수 있다<sup>[9]</sup>.

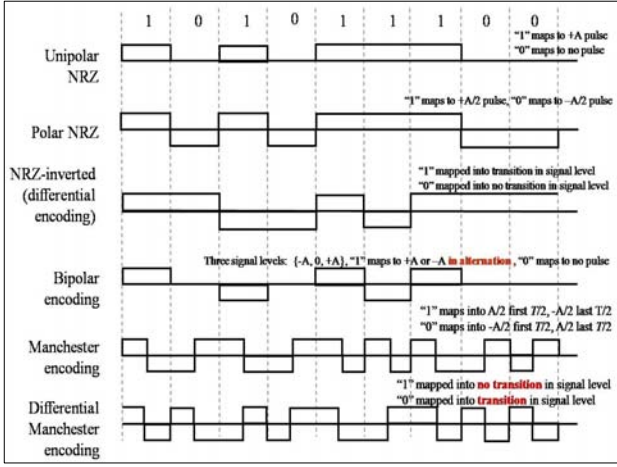


그림 5. 단극형, 극형, 양극형 line coding  
Fig. 5. Unipolar, Polar, Bipolar line coding

$$h(t; S, R) = \frac{n+1}{2\pi} \cos^n(\varnothing) d\Omega \text{rect}(\theta/FOV) \delta(t-R/c), \quad (4)$$

이 식에서  $d\Omega$ 는  $A_R \ll R^2$ 라는 가정 하에서 검출기의 미분면적에 대응하는 입체각이고  $c$ 는 빛의 속도를 나타낸다. 즉,

$$d\Omega \approx \cos(\theta) A_R / R^2, \quad (5)$$

이 된다. 수신기와 송신기 사이의 거리  $R$ 은 다음 식으로 표시된다.

$$R = \|r_s - r_R\|, \quad (6)$$

$\hat{n}_R$ 과  $(r_s - r_R)$  사이의 각  $\theta$ 는 다음 식으로부터 계산된다.

$$\cos(\theta) = \hat{n}_R \cdot (r_s - r_R) / R, \quad (7)$$

그리고  $\varnothing$ 는  $\hat{n}_s$ 와  $(r_s - r_R)$  사이의 각도를 나타내고 다음 식으로부터 얻어질 수 있다.

$$\cos(\varnothing) = \hat{n}_s \cdot (r_R - r_s) / R. \quad (8)$$

또한 rectangular function은 다음 식으로 표시된다.

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{for } |x| \leq 1 \\ 0 & \text{for } |x| > 1. \end{cases} \quad (9)$$

LOS 조건의 임펄스 응답을 구하고자하면, 반사면을 지니고 있는 구역에서 어떤 특정한 소스  $S$ 와 수신기  $R$ 이 주어지면 소스로부터 방출된 빛은 여러 번 반사한 후에 도달할 수 있으므로 임펄스 응답은 다음 식과 같이 무한대의 합으로 표시될 수 있다.

$$h(t; S, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R). \quad (10)$$

여기서  $h^{(k)}(t)$ 는 정확히  $k$ 번 반사한 후 도달하는 신호의 임펄스 응답이다. 가시거리응답  $h^{(0)}(t)$ 는 식 (4)로 주어지며, 고차항(higher-order terms)은 다음 식으로 나타내진다 ( $k > 0$ ).

$$h^{(k)}(t; S, R) = \int_S h^{(0)}(t, S, \{r, \hat{n}, \pi/2, dA\}) \otimes h^{(k-1)}(t, \{r, \hat{n}, 1\}, R), \quad (11)$$

여기서  $\otimes$ 은 컨벌루션(convolution)을 표시한다. (11)식에 (4)를 대입하고 컨벌루션을 수행하면 그 결과 식은 다음과 같다.

$$h^{(k)}(t; S, R) = \frac{n+1}{2\pi} \int_S \frac{p_r \cos^n(\varnothing) \cos(\theta)}{R^2} \text{rect}(2\theta/\pi) h^{(k-1)}(t-R/c, \{r, \hat{n}, 1\}, R) dA. \quad (12)$$

위 두식에서 적분은 모든 반사면  $S$ 상에 있는 위치벡터  $r$ 에 대하여 행해진다. 그리고  $\hat{n}$ 은 반사면  $S$ 에 있는 위치  $r$ 에서의 단위법선 벡터이며,  $dA$ 는 반사면의 위치  $r$ 에서의 미분면소이다.  $p_r$ 은 위치  $r$ 에서 반사계수이며  $R = \|r - r_s\|$ ,  $\cos(\varnothing) = \hat{n} \cdot (r - r_s) / R$ ,  $\cos(\theta) = \hat{n}_s \cdot (r_s - r) / R$ 이다. 이 식들의 의미를 살펴보면 점 소스  $S$ 로부터 방출되어  $k$ 번 반사한 후 도달한 신호의 임펄스 응답은 소스  $S$ 에 의한 각 벽면에서의 전력분포와 도달시간을 계산하고, 이어서 각 벽면을 분산된 광원으로 생각하여  $(k-1)$ 번 반사된 임펄스

응답을 구하면 된다. 위의 계산을 수치해석방법으로 구하려면 반사면을 많은 수의 면적이  $\Delta A$ 인 작은 반사면소로 나누어 생각할 수 있다. 그러면  $h^{(k)}(t)$ 은 다음 식과 같이 근사식으로 표시될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 h^{(k)}(t, S, R) &\approx \sum_{i=1}^N h^{(0)}(t, S, E_i) \otimes h^{(k-1)}(t, E_i, R) \\
 &= \frac{n+1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \frac{p_i \cos^n(\varnothing) \cos(\theta)}{R^2} \text{rect}(2\theta/\pi) \quad (13) \\
 &h^{(k-1)}(t - R/c, r, \hat{n}, 1, R) \Delta A.
 \end{aligned}$$

여기서  $E_i$ 는  $i$ 번째 면소를 나타내고  $N$ 은 면소의 총 개수이다. 위 식은  $E_i$ 가 수신기와 송신기로 동시에 동작하고 있음을 보여준다. 이와 같이 공간적으로 불연속화 시키는 것은 결과적으로 시간적으로도 불연속화 시키게 되어  $h^{(k)}(t)$ 는 원래는 시간에 대하여 연속함수이었으나 scaled 델타 함수(delta function)의 유한함수로 주어지게 된다. 시간축을 시간폭이  $\Delta t$ 인 여러개의 빈(bin)으로 나누어 각 빈안에 포함되는 수신된 총전력을 구하므로 시간적으로 평활(smoothing)하게 할 수 있다. 결과적으로 주어지는 히스토그램(histogram)은 실제의  $h^{(k)}(t)$ 와 근사치가 되고  $\Delta A$ 와  $\Delta t$ 를 영(zero)으로 접근시키면 실제값과 같은 값이 된다.

### III. line coding

Line Coding은 일련의 이진 데이터를 디지털 데이터로 바꾸는 작업을 말한다. 즉, 비트라는 것은 0, 1로 구성되는 데이터이며, 디지털 데이터는 반드시 0, 1을 의미하는 것은 아니다. 디지털 데이터는 이산적이며, 제한된 수의 정의된 값만 가질 수 있다는 것을 의미하는 것이지, 이것이 반드시 0, 1을 의미하는 것은 아니다. line coding이란 것은 비트를 이런 이산적인 데이터 형식으로 바꾸는 작업을 말하는 것이다. 실제 신호의 송수신을 담당하는 물리층에서 그대로 전송할 수 없기 때문에 물리층에서 인식할 수 있는 형태로 변환해야 한다. Line coding은 단극형(Unipolar), 극형(Polar),

양극형(Bipolar)의 세가지 범주로 나눌 수 있다. 단극형은 하나의 극만을 사용하기 때문에, 두 이진 상태에서 하나만 극으로 지정된다. 단극형에서는 하나의 신호 준위만 가지는데 +, - 0의 범주에서 0과 +성분만을 사용하기 때문에 좋은 성능을 갖지 못한다. +신호가 -신호에 의해 상쇄되지 않기 때문에, 직류 성분이 생긴다는 점에서 바람직하지 않다. 극형방식에는 +, -의 2가지 신호 준위를 사용하며, 양극형 방식에서는 +, -, 0의 세가지 신호 준위를 사용하여 인코딩하게 된다. 각각의 line coding 기법들은 자신들의 독특한 특성을 가지고 있으므로 채널 상태 및 대역폭 또는 동기화 문제에 맞게 선택하여 사용할 수 있어야 한다. 기준조건으로는 1) 동기화 : Line code화 된 파형들은 충분한 동기화 정보를 가지고 있어서 수신 단에서 수신된 비트들의 동기화가 가능하다. 하지만 1의 비트 또는 0의 비트 다수가 연속적으로 열을 생성하게 되면 동기화에 있어서 어려움이 따를 수 있다. 2) DC 성분 : 전화 통신상에서의 전송은 AC 방식이기 때문에 DC성분이 없는 것이 바람직하다. 만약 DC 성분이 존재하게 되면 수신되는 신호의 파형이 원치 않은 모양으로 변형 될 수 있다. 3) 파워 스펙트럼 : 전송 신호의 대역폭과 파워 스펙트럼은 심각한 왜곡을 피하기 위해 채널의 응답과 매치되어야 한다. 또한 파워 스펙트럼은 가능하면 좁은 대역폭에 포함되어야 하며 그럴수록 전송 효율이 높아진다. 4) 에러율 : 주어진 전송 파워에 대해 에러율을 낮아야 하며 이는 line code의 신뢰성을 반영한다.

#### 1. Unipolar NRZ

NRZ란 1또는 0을 나타내는 하나의 펄스 파형 시간간격을 하나의 주기와 같게 한 부호화 방식을 말한다. 이러한 코드의 PSD는 다음과 같다.

$$S_1(f) = \frac{V^2 T}{4} \left( \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 + \frac{V^2}{4} \delta(f). \quad (14)$$

여기서  $V$ 는 이진수 1 voltage레벨이고  $T=1/R$ 는 bit duration,  $R$ 은 비트시간당 bit rate이다. 1인 확률이  $p$ 라면 0인 확률이  $(1-p)$ 에서 이 코드의 PSD의 경우 대체적으로

$4p(1-p)s_1(f)$ 이다. 에러 수행률은

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right). \quad (15)$$

식으로 구할 수 있다. 통산 수신측은 신호의 전이가 일어나는 순간에 동기를 취하게 되므로 NRZ은 신호의 전이가 있는 경우에는 동기에 용이하나, 같은 값을 계속 유지하는 경우에는 아무 소용이 없게 되는 단점이 있다. 데이터를 보낼 때 신호의 있고(1) 없음(0)으로 구분하여 전송하는 방식으로 디지털 통신에서는 이를 흔히 OOK(On Off Keying)이라고도 한다. Unipolar NRZ는 구현 구조가 매우 간단하게 할 수 있어 가장 널리 쓰이는 방식으로 광통신의 IM/DD (Intensity Modulation/ Direct Detection) 전송의 대표적인 변조방식으로 쓰여져 왔다.

### 2. Unipolar RZ

RZ방식은 디지털 신호에 대한 부호화(인코딩)방식의 한 형태로서 신호중 1(High) 신호가 들어왔을 경우, 1비트 정도 후에 다시 0(Low) 신호로 복귀하는 형태의 신호로서 일반적으로 전송시스템의 선로 부호로서 많이 사용된다.

$$S_2(f) = \frac{V^2 T}{16} \left( \frac{\sin \pi f T / 2}{\pi f T / 2} \right)^2 + \frac{V^2}{4\pi^2} \left[ \frac{\pi^2}{4} \delta(f) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f - (2n+1)R) \right] \quad (16)$$

### 3. polar NRZ

PSD는 다음 식에서 구할 수 있다.

$$S_3(f) = V^2 T \left( \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2. \quad (17)$$

1인 확률이 p이고 p가 0.5가 아닐 때, dc 구성요소가 존재한다. PSD는

$$S_{3p}(f) = 4V^2 T p(1-p) \left( \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 + V^2 (1-2p)^2 \delta(f). \quad (18)$$

이 된다.

P=0.5 일 때의 선형부호의 에러 확률은

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (19)$$

이다. 그림 5는 polar NRZ가 Unipolar code의 에러수행 능력이 3dB 보다 더 좋음을 보여준다. Polar NRZ의 이점은 적은 bandwidth를 가진다.

그림 6은 코드의 스펙트럼을 나타내었다. 1인 확률이 p이고 위의 식에서 연속함수 분배는  $4p(1-p)$ 이고 불연속의 크기는  $4p^2$ 이다. 비트 펄스 사이에서 반드시 일정시간 동안 0전위를 유지한 후 다음신호를 전송한다. RZ의 데이터 전송율은 전기적인 대역폭과 동일하다. 즉, 64kbps의 RZ디지털 신호는 64KHz의 대역폭을 갖는 시스템이 필요하다. RZ(Return to Zero)은 NRZ(Non Return to Zero)에 비해 대역폭이 2배가 소요된다.

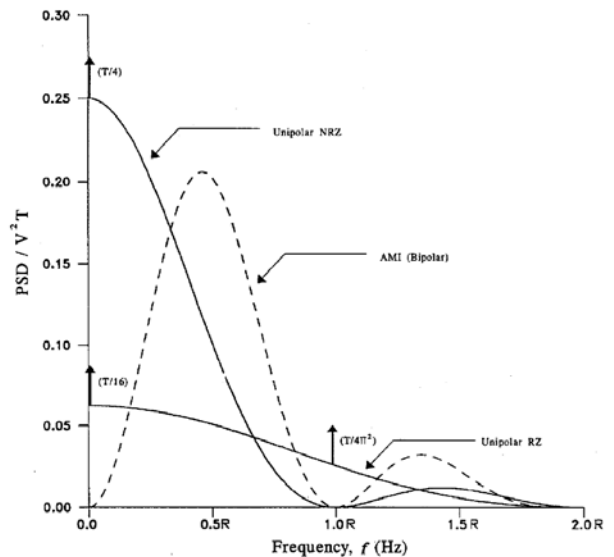


그림 6. Line coding 기법에 따른 스펙트럼  
Fig. 6. Spectrum to line coding

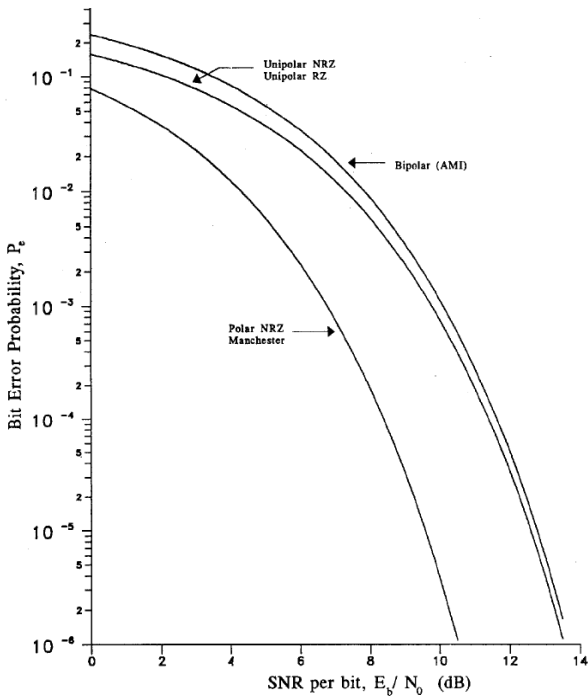


그림 7. Line coding 기법에 따른 에러율  
Fig. 7. Error performance to line coding

#### IV. 시뮬레이션 결과

테이블 1은 LOS와 multi vounce 수신된 신호를 계산하기 위한 특정한 시뮬레이션 파라미터를 나타낸다. 직교 좌

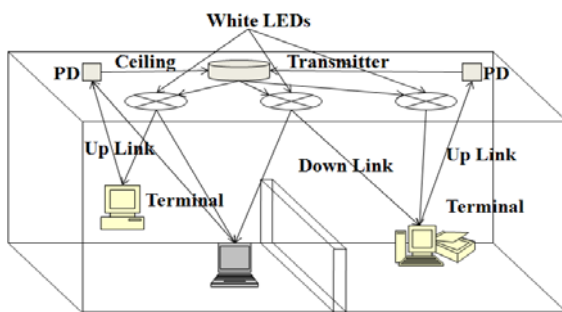


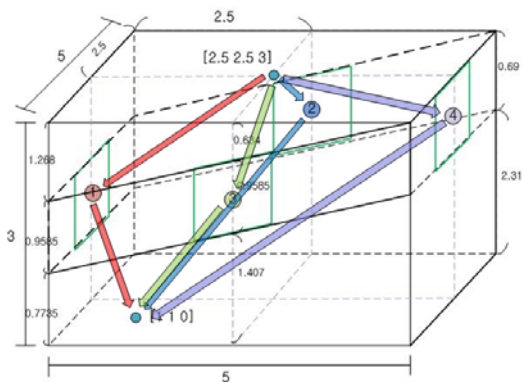
그림 8. 시뮬레이션 환경  
Fig. 8. Simulation environment

표계에서 5m(x축), 5m(y축), 3m(z축)을 가지는 공간을 가진다고 가정하고 수신단과 송신단의 위치는 그림 8과 같이 (1m, 1m, 0m)과 (2.5m, 2.5m, 3m)를 나타낸다. 식 (1)에서 수신되는 mode number는 “1”로 고정하고 식 (5)에서 수신단의 FOV는 60도, 수신되는 구역 A는 1cm로 계산한다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터  
Table 1. Simulation parameters

	Parameter	A	
Space	Length(x)	5m	
	Width(y)	5m	
	Height(z)	5m	
Source	Mode	1	
	X	2.5	
	Y	2.5	
Receiver	Z	3	
	Area	1cm	
	FOV	60	
	X	1	
	Y	1	
	Z	0	
Transmitted optical power	1W		
Reflection index	wall : 0.9		
Resolution	T	2ns	
	bounces	1	2
	Nx	500	100
	Ny	500	100
	Nz	300	60

그림 8에서 나타난 수신되는 구역을 계산할 수 있다. 유효한 반사구역의 반사되는 외부의 수신되는 신호는 고려하





지 않는다. 송신 신호의 파워는 1W로 모든 방향으로 전송되고 각각 반사되는 벽의 감쇠지수는 0.9로 고정한다(0.9는 콘크리트의 감쇠지수). 그리고 파라미터 “T”는 임펄스 응답을 접근하는 전력 막대그래프의 빈 폭을 갖는다. 시간 “T”안의 수신된 신호는 수신단에서 합하여진다.

본 논문에서는 수신된 신호의 처음 계수  $h^{(1)}(t)$ 만을 고려한다. 커지는( $K>1$ ) 계수 임펄스 응답의 계산의 복잡도가 높아지고 ( $K>1$ ) 임펄스 응답의 수신된 파워는 무시할 정도로 매우 작기 때문이다.

그림 9는 시뮬레이션 파라미터를 이용한  $h^{(1)}(t)$ 의 임펄스 응답을 보여준다. x축은 시간을 y축은 수신된 신호의 파워를 나타낸다. 4개의 임펄스 응답의 존재의 이유는 각 펄스는 시간 지연에 의한 영향과 송수신단사이의 서로 다른 거리 때문에 전력 감쇠도를 보인다. 그림 10에 임펄스 응답을 사용하여 마지막 수신단 신호는 임펄스 응답, 수신단에 line coded 신호와 수학적인 형태를 나타낸다.

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t). \quad (14)$$

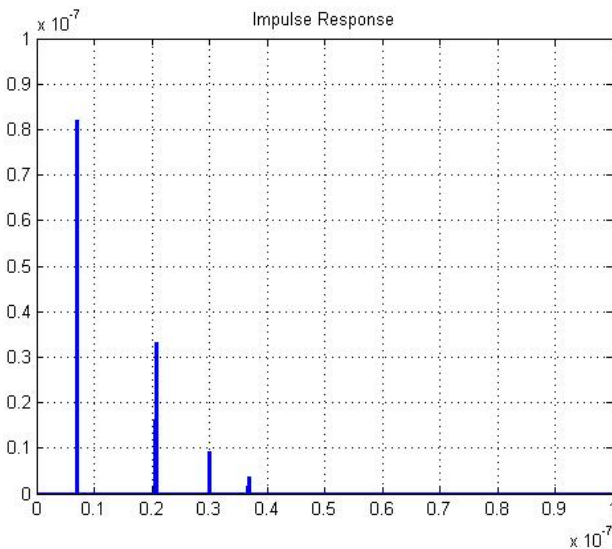


그림 9. Multi Bounce의 임펄스 응답  
Fig. 9. Impulse response of Multi Bounce

$y(t)$ 는 수신된 현재의 신호,  $x(t)$ 는 전송 광펄스,  $n(t)$ 은

AWGN과정에 잡음을 나타내고  $\otimes$ 는 Convolution을 의미한다.

그림 10은 4B5B, HDB3와 B4-HBT line coding의 BER performance를 비교하여 나타낸다. BER 그래프에서 VLC 환경에서 line coding들을 비교하여 2~3dB SNR 이득을 얻었다.

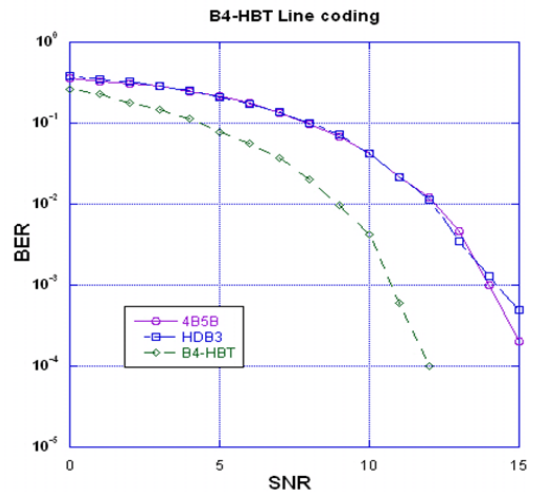


그림 10. BER 성능 분포  
Fig. 10. BER Performance

### V. 결론

가시광 무선통신 기술은 백열전구와 형광등과 같은 조명이 디지털 반도체에 의한 LED(Light Emitting Diode)조명으로 교체되는 인프라를 이용하여 통신을 가능하게 하는 기술로써 통신여부를 눈으로 확인할 수 있고 인체에 무해하며 물리적으로 보안이 가능하고 무선 주파수의 비 허가로 사용이 가능하다. 이러한 LED 조명 인프라를 이용하는 가시광 통신은 향후 미래의 유비쿼터스 사회 실현과 국내 정보통신 산업 활성화에 기여 할 것으로 보인다. 본 논문에서는 VLC 시스템 환경에서 여러 line coding을 다루었고 그 중에서 새로운 B4-HBT line coding을 개발하여 동기화와 에러율을 줄일 수 있었다. 시뮬레이션 결과에서, 기존의 line code와 제안한 code의 BER performance의 차이를 확

인하였다. BER( $10^{-4}$ )에서 제안한 line coding이 HDB3, 4B5B line coding와 비교하여 2~3dB의 SNR 이득을 보였다. Manchester coding에 비해 소요되는 주파수 대역을 줄였으며, 부호의 길이를 증가시키지 않으면서 기존의 4B5B에 비해 좋은 성능을 보였다. 또한 DC 및 수신단에서의 동기화 문제를 해결하였으며, 신호의 준위차이를 구별하기 쉬워 에러 검출에 효율적이다. 가시광통신 기술은 차세대 기술로서 전세계적으로 아직 표준화에 대한 활동은 미비한 상태이다. 아직 VLC 환경에 적합한 Line coding을 분석하지 못하고 있는 실정이고 채널변조 또한 검증단계에 머물러 있다. 위 개발된 B4-HBT line coding 기법을 활용하여 국내의 VLC 표준화와 연구개발에 활용되었으면 한다.

참 고 문 헌

[1] C. P. Kuo, R. M. Fletcher, T. D. Osentowski, M. C. Lardizabal, and M. G. Craford, "High performance AlGaInP visible light-emitting diodes," Appl. Phys. Lett. vol. 57, no. 27, pp. 2937-2939, Dec. 1990.  
 [2] Y. Tanaka, S. Haruyama, and M. Nakagawa, "Wireless optical transmissions with the white colored LED for the wireless home

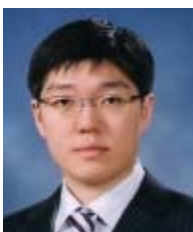
links," in Proc. of the 11th Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC 2000). London, UK, pp. 1325-1329. Sep. 2000.  
 [3] T. Komine, Y. Tanaka, S. Haruyama, and M. Nakagawa, "Basic study on visible-light communication using light emitting diode illumination," in Proc. of 8th Int. Symp. on Microwave and Optical Technol. (ISMOT 2001). Montreal, Canada, pp. 4548, 2001.  
 [4] Masako Akanegawa, Yuichi Tanaka, and Masao Nakagawa. "Basic study on traffic information system using LED traffic lights," IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems, vol. 2, no. 4, pp. 197-203, Dec. 2001.  
 [5] Y. Tanaka, T. Komine, S. Haruyama, and M. Nakagawa, "Indoor visible communication utilizing plural white LEDs as lighting", inProc.of 12th IEEE Int. Sympto. PIMRC, vol.2, Sept.2001, pp.81-85.  
 [6] W. A. Krzymien, "Transmission performance analysis of a new class of line codes for optical fiber systems", IEEETrans. Commun., vol.37,no.4,1989, pp.402-404.  
 [7] J. G. Proakis, Digital Communication, 4thed., Mc-Graw Hill, New York,2001.  
 [8] F. R. Gfeller and U. H. Bapst, "Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation", in Proc. of IEEE ,vol.67,no.11, Nov. 1979, pp. 1474-1486.  
 [9] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels", IEEE J. Select .Areas Commun., vol.11,no.3, Apr.1993, pp.367-380.

저 자 소 개



김진영

- 1998년 : 서울대학교 전자공학과 공학박사 (전자공학전공)
- 1998년 ~ 2000년 : 미국 Princeton University, Research Associate
- 2000년 ~ 2001년 : SK텔레콤 네트워크 연구원 책임연구원
- 2001년 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 교수



최재혁

- 2001년 : 광운대학교 전자공학부 공학사 (전자공학전공)
- 2008년 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 공학석사과정 (전자공학전공)

---

저 자 소 개



차 재 상

- 2000년 : 일본 東北(Tohoku)대학교 전자공학과 (공학박사)
- 2000년 ~ 2002년 : ETRI 이동통신연구소 무선전송기술팀 선임연구원
- 2002년 ~ 2005년 : 서경대학교 정보통신공학과 교수
- 2005년 ~ 현재 : 서울산업대학교 매체공학과 교수