

무선 적외선 통신시스템의 변조기법

신송섭^{*} · 강영홍^{*}

^{*}군산대학교

Modulation Schemes for Wireless Infrared Communication System

Song-sup Shin^{*} · Young-heung Kang^{**}

^{*}Kunsan National University

E-mail : sss@enterprise.kunsan.ac.kr

요 약

산업현장과 일상생활에서 이동 단말기의 출현은 무선 디지털 링크와 무선 LAN의 발전을 가속화 하였다. 적외선을 이용한 전송은 최근에 대두되고 있다. 전송매체로써 적외선은 전파에 비해 몇가지 잇점을 주고 있다. 적외선 통신은 사실상 제한이 없고 대역폭의 규제가 없다. 따라서, 본 논문에서는 적외선 통신에 사용되는 몇가지 변조기법의 성능을 알아보고, 변조기법에 따른 전력과 대역폭 효율을 비교한다.

ABSTRACT

The emergence of portable information terminals in work and living environments is accelerating introduction of wireless digital links and local-area networks(LANs). Transmission using infrared radiation recently become a viable option. As a transmission medium, infrared offers several advantage over radio. The infrared spectral region offers a virtually unlimited bandwidth that is unregulated worldwide. In this paper we examine the performance of several modulation schemes on the wireless infraredcommunication system. We compare the power and bandwidth efficiency of several schemes.

1. 서 론

최근에 이동환경에 있어서의 통신이 주목받게 됨에 따라 자동차 전화와 휴대전화가 등장하게 되었고, 더 나아가 노트북, 전자수첩, PDA, 무선 LAN등의 개발이 이루어 지고 있다. 그러나, 무선 통신의 발전이 진행될수록 전파의 주파수 문제로 인하여 이를 대체할 기술의 필요성이 대두되고 있다. 이에 따라 적외선을 이용한 통신시스템의 개발이 이루어지고 있다. 유선분야에서는 광파이버를 이용한 통신시스템이 널리 실용화되어 있지만 무선 분야에서는 채널의 특성으로 인해 범위가 한정되어 있다.

그러나, 적외선을 이용한 통신시스템은 몇가지 잇점을 제공한다. 고속으로 동작할 수 있는 적외선 발생기와 검출기는 가격이 매우 저렴하고 적외선 스펙트럼 영역은 세계적으로 규격화되어 있지 않기 때문에 거의 무한대의 대역폭을 갖고 있다. 적외선과 가시광선은 근접해 있으므로 비슷한 성질을 갖고 있다. 즉, 두가지 모두 유리를 통과하지만, 벽이나 기타 장애물을 통과하지 못하

로, 송신기와 수신기가 동일한 실내에 있어야 되므로 이로인해 뜻하지 않는 도청에 대한 비밀유지를 쉽게 할수 있고, 다른 방에서 운용되는 링크 간의 간섭의 영향을 받지 않는다. 그러므로, 무선 LAN에 응용했을 경우 상대적으로 높은 용량을 얻을 수 있고, 간섭의 영향이 없으므로 간단히 설계할 수 있다.

그러나, 적외선 링크도 단점을 갖고 있다. 벽을 통과하지 못하므로 임의의 방에서 다른 방으로의 링크구성을 위해서 유선망으로 서로 연결되는 적외선 액세스 포인트의 설치가 필요하다. 또한, 태양광, 백열등, 형광등에 의한 강력한 잡음이 존재하고, 적외선의 출력이 너무 높으면 눈에 해로우므로 광신호 전력사용에 제한이 있다.

본 논문은 II장에서는 무선 적외선 통신 시스템의 프로토콜과 구성에 대해 논하고, III장에서는 적외선 통신의 구성가능한 링크와 채널에 대해 알아본다. IV장에서는 적외선 통신 시스템에서 사용되는 변조기법을 알아보고 마지막으로, V장에서 결론은 내린다.

II. 무선 적외선 통신 시스템

94년 6월 각 회사에서 다른방식을 채용한 적외선 통신에 대한 표준이 미국의 적외선 통신 표준화 단체(Infrared Data Association ; IrDA)에 의해 'IrDA 1.0'이 제정되었고, 95년 8월에 'IrDA 1.1'이 발표되었다. 그림 1은 무선 적외선 통신 시스템의 프로토콜을 보이고 있다.

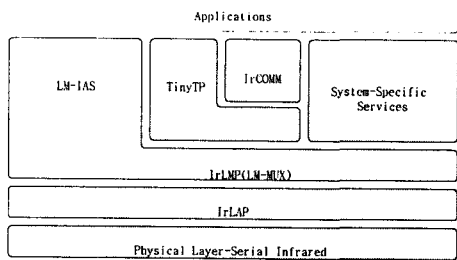


그림 1. 무선 적외선 통신시스템의 프로토콜

IrDA Serial Physical Layer는 최대 4 Mbps까지 몇종류의 비트율에서 반이중 링크의 표준을 정의하고 있다. 1.152 Mbps 링크가 0.25의 듀티사이클을 갖는 RZ(Return Zero) 펄스의 OOK(on-off keying)을 사용하는 반면, 4Mbps링크는 4-PPM(4-Pulse-Position-Modulation)을 사용한다. 115.2 kbps와 그 이하의 비트율에서 운용되는 링크는 듀티사이클이 0.1875이고 RZ 펄스를 갖는 OOK를 사용한다.

IrLAP(IrDA Link Access Protocol)은 비동기 데이터통신 표준과 HDLC(the High-level Data-link Control)프로토콜에 근거하고 있다. IrLAP은 HDLC로 정의되는 프레임 형태의 대부분은 사용한다. IrLAP 링크는 점대점, 점대다로 이루어진다. IrLAP의 중요한 특징은 링크가 성립될 때, 협상 프로세스는 한노드를 1차로 그이외의 노드를 2차로 정의한다. 모든 전송은 1차노드에서 나가거나 들어와야 한다. IrLAP은 링크 초기화, 장치주소 탐색, 접속설정(비트율 협상을 포함), 데이터 교환, 절단, 링크중지, 장치주소충돌해결에 대한 절차를 정의하고 있다.

IrLMP(IrDA Link Management Protocol)은 1차 노드와 2차 노드사이의 IrLAP을 제공하는 단일링크를 공유하면서 각 노드가 독립적이고 동시에 운용되도록 하는 다중 소프트웨어 응용분야의 정의를 제공한다. 여기에는 세가지 절차가 있는데, 현재 링크가 사용가능한지에 대한 협상, 단일 링크에 대한 몇가지 응용분야의 통신의 다중화, 링크의 배타적 사용을 요구하는 응용분야에 대한 규정을 포함한 링크의 관리이다.

III. 적외선 통신 시스템의 링크

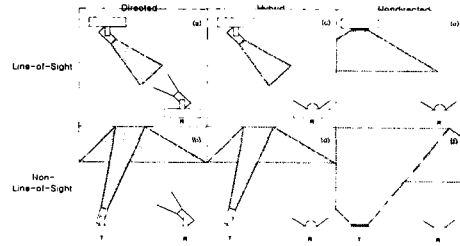


그림 2. 무선 적외선 링크의 분류

적외선 링크는 여러 가지로 설계할 수 있고, 두 가지 기준에 따라 구별하는 것이 편리하다. 이 분류방법은 그림 2에 그려져 있다. 첫 번째 기준은 송신기와 수신기의 직진성의 정도이다. 직선링크는 송신기와 수신기가 직선적으로 연결되고, 비직선 링크는 넓은 각의 송신기와 수신기를 사용한다. 직선링크 설계는 경로손실과 주변광잡음을 최소화하기 때문에 전력효율을 최대로 한다. 비직선 링크는 송신기나 수신기가 임의의 방향을 지향하지 않아도 되므로 특히, 이동터미널에서 사용자에게 더욱 더 편리함을 준다. 또한 이것을 혼합한 하이브리드 형태도 가능하다.

두번째 분류기준은 송신기와 수신기사이 방해없는 LOS가 존재하는지 유무에 의해 결정된다. non-LOS 링크는 천장이나 그밖의 확산반사되는 면으로부터의 빛의 반사에 의존한다. LOS 링크는 전력효율을 최대로 하고, 다중경로 왜곡을 최소화한다. non-LOS 링크는 링크가 사용이 편리하며, 사람이나 칸막이 같은 장애물이 송신기와 수신기 사이에 놓여 있어도 동작할 수 있다. 가장 사용하기 편리한 링크는 비직선 non-LOS 설계로 얻을 수 있다. 이를 종종 확산링크라고 한다. 이런 분류기준으로 6개의 구성이 가능한 링크가 있다.

IV. IM/DD 채널

적외선 링크에서 가장 가능성있는 변조방법이 되는 파형을 반송파의 수신전력으로 변조시키는 IM(Intensity Modulation)을 사용한다. 그리고 실제로 대부분의 다운컨버터로 광검출기가 수신된 순시전력에 비례하는 전류를 생산하는 DD(Direct Detection)을 사용한다.

IM/DD 적외선 채널 모델은 그림 3에 그려져 있다. 송신파형 $X(t)$ 는 적외선 에미터의 순시 광전력의 광검출기 면적에 대한 적분에 비례하는 수신 광검출기의 전류이다. 이 채널은 수신 입력 전력 $X(t)$, 출력전류 $Y(t)$, 임펄스 응답 $h(t)$ 를 갖는 베이스 밴드 선형 시스템으로 모델링할 수 있고, 그림 4에 그려져 있다. 채널은 $h(t)$ 의 푸리에 변환인 주파수 응답 $H(f)$ 의 항으로 표현할 수 있다.

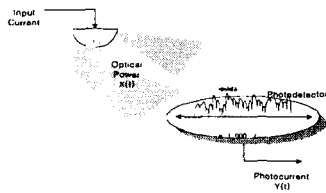


그림 3. IM/DD를 사용한 적외선

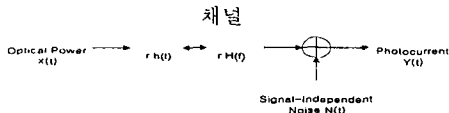


그림 4. 베이스 밴드 선형, 시불변 시스템

수신된 백그라운드 광이 광필터링에 의해 최소가 되어도 양호하게 설계된 수신기내에서의 제한된 잡음원인 단잡음이 더해진다. 높은 강도를 위해 단잡음은 백색 가우시안이고 $X(t)$ 에 독립으로 모델링할 수 있다. 주위광이 적거나 없을 때 현저한 잡음원은 수신기의 전치증폭기 잡음이고 이것 또한 신호와 독립이고 가우시안이다. 그러므로 잡음 $N(t)$ 를 가우시안이고 신호에 독립으로 모델링한다.

베이스 밴드 채널모델은 다음과 같다.

$$Y(t) = RX(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (1)$$

\otimes 는 컨볼루션이고 R 은 검출기 감도(A/W)이다. 위식은 부가잡음을 갖는 전통적인 적기적 또는 무선(Radio) 시스템과 몇가지 면에서 다르다. 채널입력 $X(t)$ 가 순시 광전력을 나타내기 때문에 채널입력은 음수가 아니어야 한다. 즉,

$$x(t) \geq 0 \quad (2)$$

이고, 평균 송신 광전력 P_t 는 다음과 같다.

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt \quad (3)$$

V. 변조기법

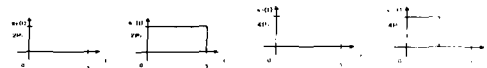
평균송신 광전력 $P(t)$ 은 안구안전과 송신기의 전기적 전력소비에 의해 결정된다. 그러므로, 변조기법을 평가하는 가장 중요한 기준도 원하는 BER을 얻기위해 필요한 평균수신 광전력 P_i 이다.

넓은 광다이오드를 사용하면 균일한 주파수 응답과 넓은 대역폭에 대한 저잡음을 얻기가 어렵다. 그러므로, 변조기법을 평가하는 두 번째 중요한 특성은 수신기가 필요한 대역폭이다. 변조기법에 대해, 송신 파형 $X(t)$ 의 PSD인 $S_X(f)$ 에서 d.c에서 처음 널(null)까지의 간격을 필요대역폭 B 로 정의한다.

1. OOK

OOK는 비트가 1일 때 "on"되고 0일 때 "off"되는 변조방법이다. 비트1과 0이 거의 동일하게 발생된다면, P 의 평균전력제한은 $X(t)$ 가 비트 1일 때 $2P$ 가 되어야 한다. 그림 5는 NRZ 펄스와 듀티사이클 $\gamma = 0.5$ 인 RZ펄스를 이용한 OOK 파형을 나타내고 있다. 송신펄스 형태는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p(t) = \begin{cases} 1 & t \in [0, T) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4)$$



(a) OOK(NRZ) (b) OOK(RZ, $\gamma=0.5$)

그림 5. NRZ와 RZ 펄스를 이용한 OOK 파형 송신기 출력의 강도 $X(t)$ 는 다음과 같다.

$$X(t) = P + P \sum_k a_k P(t - kT) \quad (5)$$

경로손실과 다중경로 분산(dispersion)이 없다고 가정하므로 광채널은 잡음은 첨가되지만 송신 신호의 강도에 왜곡은 발생하지 않는다.

1과 0이 동일한 발생확률을 갖는다고 가정하면 에러율을 최소화 할 수 있는 ML 수신기는 사용하면, 수신기는 d.c. 바이어스 항 P 를 뺀 후 수신 필터를 통과한 신호의 결과 $g(t)$ 는

$$g(t) = \sqrt{\frac{1}{E_p}} p(-t) \quad (6)$$

이다. 여기서 E_p 는 전송펄스의 에너지이다. 매치필터의 출력은 이산신호열 y_k 에서 야기되는 심볼율로 샘플링되고 y_k 는

$$y_k = a_k P \sqrt{E_p} + n_k \quad (7)$$

이다. n_k 는 전력스펙트럼 밀도(PSD) N_0 를 갖는 이산시간 백색가우시안 잡음이다. 결과BER 또는 비트에러확률은 다음과 같이 주어진다. 필요한 평균 수신광전력으로 필요전력 P_{req} 로 정의한다. OOK 송신펄스의 에너지는 $E_p = T = 1/R_b$ 이고, 여기서 R_b 는 비트율이다 따라서, BER은

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{P}{N_0 R_b}}\right) \quad (8)$$

이다. 그러므로 OOK의 필요전력은

$$P_{req} = \sqrt{N_0 R_b} Q^{-1}(BER) \equiv P_{OOK} \quad (9)$$

로 정의한다. 이것은 다른 변조기법의 성능 비교평가기 위한 파라미터로 사용한다.

2. PPM(Pulse-Position Modulation)

L-레벨 PPM은 대역폭 효율은 낮지만 높은 전력효율을 얻을 수 있는 변조방법이다. PPM은 높은 전력효율 때문에 광통신이나 위성 시스템과 같은 강도변조 광통신 시스템에 널리 사용되고 있다.

그림 6은 이상적인 L-PPM 시스템을 보이고 있다. 비트율 R_b 인 입력비트는 $1/T = R_b / \log_2 L$ 의 심볼율을 갖는 길이가 $\log_2 L$ 인 블록으로 나뉘고, 각 블록으로부터 L개의 가능한 신호중 하나를 선택하여 송신한다. 송신기 출력신호 $p_l(t)$ 는 다음과 같은 펄스형태의 일종이다.

$$p_l(t) = \begin{cases} 1 & \text{for } t \in [(l-1)T/L, lT/L) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}, \quad (10)$$

for $l \in \{1, 2, \dots, L\}$.

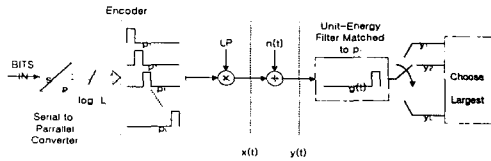


그림 6. PPM 시스템의 블럭도

부호화기의 출력은 $X(t)$ 가 P의 평균값을 갖도록 하기위해 LP로 스케일된다.

$$x(t) = LP \sum_k p_{l(k)}(t - kT) \quad (11)$$

경로손실과 다중경로 분산을 무시하므로 수신 강도 $Y(t)$ 는 $x(t)$ 에 PSD가 N_0 를 갖는 백색 가우시안 잡음을 더한 형태가 된다. 그림에서 보이는 수신기는 correlation 수신기이고 ML 수신기이다. 단위에너지를 갖고 첫 번째 위치 펄스 $p_l(t)$ 에 매치되는 필터 $g(t)$ 로 구성되어 있다. 즉,

$$g(t) = \sqrt{\frac{L}{T}} p_l(t) \quad (12)$$

가 된다. L개의 다른 수신기는 L/T 율로 출력을 샘플링하므로 한 개의 필터를 공유할 수 있고, L/T 는 L개의 매치필터 뱅크를 적용한 수신기 결과인 y_1 에서 y_L 까지 동일한 상태를 야기시킨다. 수신기는 y_1 에서 y_L 까지를 비교하여 y_l 이 가장 클 때 l -번째 심볼을 결정한다.

이 시스템의 비트에러율을 유도하기 위해 첫 번째 심볼 $p_1(t)$ 는 일반적인 손실없이 전송된다. 이 경우 L개의 상태는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} y_1 &= S + n_1 \\ y_k &= n_k \quad \text{for } k \in \{2, 3, \dots, L\} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서, $S = P\sqrt{LT}$ 이고 $k \in \{1, 2, \dots, L\}$ 에

대한 $\{n_k\}$ 는 독립이다. 분산 N_0 를 갖는 영평균 가우시안 랜덤변수 분포를 갖는다. 심볼의 에러확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Prob}[\text{symbol error}] &= 1 - E \left\{ \prod_{k=2}^L \text{Prob}[n_k < S + n_1 | n_1] \right\} \quad (14) \\ &= 1 - E \left\{ \left[1 - Q \left(\frac{S + n_1}{\sqrt{N_0}} \right) \right]^{L-1} \right\} \end{aligned}$$

이 표현은 L-ary 주파수 천이 키잉의 심볼 에러율의 표현과 동일하다. 왜냐하면 L-FSK나 L-PPM은 직교신호기법이기 때문이다. 이 표현은 높은 SNR에서 $Q(\cdot)$ 항이 매우 작게 되면 이 경우 $(1 - Q(\cdot))^{L-1}$ 이 대략 $1 - (L-1)Q(\cdot)$ 로 되는 것을 이용하여 간단히 표현하면,

$$\text{Prob}[\text{symbol error}] \approx (L-1)Q\left(\sqrt{\frac{S}{2N_0}}\right) \quad (15)$$

L개의 가능한 신호가 거의 동일하게 발생하고 직교이면 BER은 심볼에러율과 다음과 같은 관계를 맺고 있다.

$$\begin{aligned} \text{BER} &= \frac{L/2}{L-1} \text{Prob}[\text{symbol error}] \\ &\approx Q\left(\sqrt{\frac{S}{2N_0}}\right) \end{aligned} \quad (16)$$

L-PPM이 필요한 대역폭은 단일 칩펄스의 대역폭에 의해 간략화될 수 있다. 즉, $B \approx L/T = LR_b / \log_2 T$ 이다.

$S = P\sqrt{LT}$ 에 이며, L-PPM에 대한 BER은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{BER} \approx Q\left(\sqrt{\frac{1}{2} L \cdot \log_2 L \frac{P}{N_0 R_b}}\right) \quad (17)$$

P에 대해 풀면 L-PPM 시스템이 주어진 BER을 얻기위해 필요한 평균 광전력이 유도되고 다음과 같다.

$$P_{req} = \frac{\sqrt{N_0 R_b Q^{-1}(\text{BER})}}{\sqrt{\frac{1}{2} L \cdot \log_2 L}} = \frac{P_{00k}}{\sqrt{\frac{1}{2} L \cdot \log_2 L}} \quad (18)$$

3. DPPM

DPPM 심볼은 "on"칩 다음에 오는 모든 "off" 칩을 소거하여 대응시킨 PPM 신호로부터 얻어진다. 4-DPPM의 펄스형태가 그림 8에 그려져 있고, PPM과 비교한 칩의 예를 표 2에 나타내고 있다. 특히, 사각펄스를 사용한 L-DPPM 심볼 집합, $s_n(t)$, $0 \leq n \leq L-1$ 은 다음과 같다. 여기서 P_c 는 피크전력이고 T_c 는 칩간격이다.

$$s_n(t) = \begin{cases} 0 & t < nT_c \\ P_c & nT_c \leq t \leq (n+1)T_c \end{cases} \quad (19)$$

그림 8. 4-DPPM 펄스

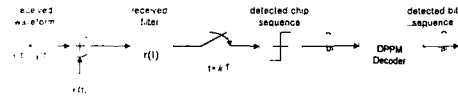


그림 9. DPPM 수신기의 블록도

그림 9는 경관정 검출 DPPM 수신기의 시연속 블록도를 보이고 있다. 수신신호는 송신기 펄스와 매치되는 수신기 필터 $r(t) = p(-t)$ 을 통과한다. 필터의 출력에서 슬라이서는 "on"이나 "off"이다. Fig 2(c)는 검출된 칩열을 얻기위한 등가 이산시간 시스템을 보이고 있다. 이산시간 임펄스 응답은 $f_k = P_c p(t) \otimes h(t) \otimes r(t)|_{t=kT}$ 이고 여기서 $h(t)$ 는 채널임펄스 응답이다.

비분산채널을 통과하는 DPPM 시스템을 고려해보자. p_0 는 "off"칩이 "on"칩으로 검출될 확률이고, p_1 은 "on"이 "off"로 검출될 확률이라 하자. 이 연구를 통해 우리는 입력비트 스트림을 i.i.d. Bernoulli(1/2)프로세스로 모델링할 것이다. F-비트에 대한 패킷에러율, N-칩패킷은

$$P_{F,DPPM} = 1 - (1 - P_0)^{N - \frac{F}{\log_2 L}} (1 - p_1)^{\frac{F}{\log_2 L}} \approx \left(N - \frac{F}{\log_2 L}\right) p_0 + \frac{F}{\log_2 L} p_1 \quad (20)$$

이다. 만약 threshold가 "on"과 "off" 기대레벨의 평균으로 설정되면, 즉, $p_0 = p_1$ 이면,

$$P_{F,DPPM} \approx NQ \left(RP_t \sqrt{\frac{(L+1) \log_2 L}{8R_b N_0}} \right) \quad (21)$$

여기서 N_0 는 (양면의)잡음전력 스펙트럼밀도 (PSD)이고 $R_b = \frac{\log_2 L}{(L+1)T_c}$ 는 평균 비트율이다. 비트율 R_b 로 전송할 때 필요한 대역폭은 L_{DPPM} 을 사용할 때 $W = \frac{(L+1)R_b}{2 \log_2 L}$ 이다.

4. 결과

그림 10은 앞에서 살펴본 변조기법에 대한 전력스펙트럼을 나타내고 있다. OOK 기법에 대한 필요 대역폭을 $B = R_b$ 라고 하면 2-PPM이나 BPSK의 필요 대역폭은 $B = 2R_b$ 즉, 두배의 대역폭이 필요함을 보이고 있다. 여기서, R_b 는 비

트율을 가르킨다.

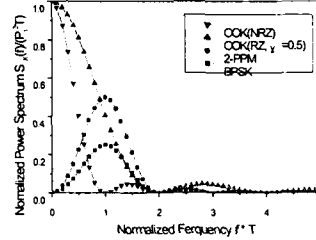


그림 10. 변조기법의 전력 스펙트럼

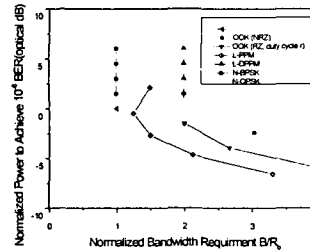


그림 11. 변조기법의 전력 및 대역폭 효율

그림 11은 이상적인 채널을 통과하고 백색 가우시안 잡음이 추가되었을 때 비이진 변조기법에 대한 대역폭 효율과 전력효율을 보이고 있다.

그림 12는 각변조기법의 BER 특성을 보이고

그림 12. 각변조기법의 BER 성능

있다. $L = 32$ 인 경우를 보이고 있다. 그림에서 DPPM이 PPM보다 BER 성능이 좋아짐을 볼 수 있다.

VI. 결론

본 논문은 적외선 통신 시스템에 사용되는 변조기법에 대한 대역폭 및 전력효율을 알아보았다.

IrDA의 표준에 의하면 4-PPM의 이용하여 4 Mbps의 전송속도를 지원하고 있지만 앞으로 적외선을 매체로 한 무선 LAN을 구축하기 위해서 유선망과 유사한 전송속도를 지원해야 한다. 따라서, 고속의 전송속도를 지원하기 위한 변조방법의 개발이 이루어져야 하고, 장거리의 서비스를 지원하기 위해 다중경로에 의한 ISI나 분산에 대한 연구가 이루어져야 한다.

참고문헌

- [1] J.M.Kahn and J.R.Barry, Wireless Infrared Communications, Proc of the IEEE, Feb 1997.
- [2] J.R.Barry, Wireless Infrared Communication, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1994.
- [3] J.R.Barry, J.M.Kahn, W.J.Krause, E.A.Lee and D.G.Messerschmitt, Simulation of Multipath Impulse Response for Wireless Optical Channels, IEEE J. Sel. Area in Comm, vo.11, no.3, pp.367-379, Apr, 1993.
- [4] H.Park and J.R.Barry, Modulation Analysis for wireless Infrared Communication, Proc of IEEE, pp.1182-1186, June 1995.
- [5] J.B.Carruthers and J.M.Kahn, Multi-Subcarrier Modulation for Non-Directed Infrared Communication, IEEE J.Sel. Area in Commun., vol. 538-546, April 1996