

# 광위성 통신 및 광무선 LAN의 구현을 위한 대기 광통신 성능향상에 관한 연구

(A study of the performance improvement of atmospheric optical communication  
for realization of optical satellite communication and optical radio LAN)

金 暎 權\*, 鄭 鎮 鎬\*\*, 金 載 平\*\*\*, 金 仁 鎬\*\*\*\*, 洪 權 義\*\*\*\*\*, 韓 宗 碩\*\*\*\*\*

(Yung-Kwon Kim, Jin-Ho Jung, Jae-Pyung Kim, In-Ho Kim,  
Kwon-Eui Hong and Jong-Seok Han)

### 요 약

무선광통신은 RF보다 고속도·대용량 정보전송이 가능하며, 높은 안테나이득을 얻을 수 있다. 그러나, 무선광통신에서 사용하는 대기채널은 흡수·교란·산란 등의 현상이 문제되고 있다. 이 현상들은 광무선 통신시스템의 성능을 제한한다.

본 논문은 그 중에서 교란의 현상을 줄이기 위해 교란강도측정기와 광무선LAN을 제작하고, (2,1,6) 길쌈부호기와 비터비복호기를 사용하여 통신성능을 개선한 다음, 이를 실험적으로 확인하였다. 또한, 산란이 광무선통신시스템의 성능에 미치는 영향을 알아보기 위해 각 기상조건과 상,하향링크에 따른 지구곡안테나 직경을 수치해석하여 그 결과를 제시하였다.

### Abstract

Wireless optical communication is able to obtain high antenna gain as well as utilize to transmit the high-speed information with large capacity than the RF communication. However, the propagation path (atmosphere) is considered as an attenuator occurred turbulence, absorption and scattering. These undesired phenomena diminish the amount of light that is collected at the receiver.

To evaluate the effect of the atmospheric turbulence and scattering, this paper perform the ground-to-ground wireless optical LAN experiment by using the (2,1,6) convolutional coder and Viterbi decoder, and analyze numerically the earth-station antenna diameter due to the propagation path condition and upstream/downstream link. Keyword : Wireless optical LAN, Atmospheric effect, Satellite communication, Convolutional coding.

\* 建國大學校 電氣電子工學部  
(School of Elec. Eng., Konkuk Univ.)  
\*\* 호서大學校 電氣電子制御工學部  
(Dept. of Elec. Eng., Hoseo Univ.)  
\*\*\* 大林專門大學 電子科  
(Dept. of Electronic, Daelim College)  
\*\*\*\* KIST 先任研究員  
(Senior Engineer of KIST)

\*\*\*\* 金浦專門大學 電子科  
(Dept. of Electronic, Kimpo College)  
\*\*\*\*\* 데이콤 綜合研究所 主任研究員  
(Junior Engineer, Dacom R&D Center)  
※이 논문은 1994년도 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음.  
接受日:1997年8月2日, 修正完了日:1997年10月13日

## I. 서 론

오늘날은 정보화시대로서 다양한 정보교류와 서비스의 급속한 확산으로 인한 통신기술이 발전하고 있으며, 다가올 21세기의 통신매체로 광무선통신이 요구될 것이다. 이미 유선통신에서는 음성에서 동화상에 이르기까지 BISDN의 구축이 진행되고 있지만, 설치 및 유지·보수 면에서 막대한 자본과 시간이 소요된다. 그리고 무선통신에서도 RF 대역의 주파수 포화상태를 극복할 수 있는 새로운 영역의 통신기술이 필요하다. 따라서 유·무선의 통합, 유선의 포설이 불가능하거나 무선전송시 높은 전송률을 필요로 하는 경우 및 유선 광통신망의 대체 시스템으로써, 광무선통신은 경제적이고 별도의 사용면허가 필요로 하지않다.

이러한 장점을 가진 광무선통신은 위성과 위성, 위성과 지상, 지상과 지상간의 정보전송에 이용된다. 그러나, 대기 광통신시스템의 성능은 대기현상에 의해 크게 영향을 받기 때문에, 본 논문에서는 우선 대기공간을 통해 광신호가 전송될 때 흡수, 교란, 산란 등 다양한 대기효과가 발생하는 대기 광채널을 해석한다. 교란대기에 의한 광신호의 진폭과 위상이 불규칙하게 변하는 페이딩현상을 극복하기 위해서 (2.1.6) 길쌈부호와 비티비복호를 사용하여 대기채널의 교란을 실험하였다. 그리고, 대기 광통신에 가장 치명적인 문제인 산란대기는 대기현상을 각각 안개·비·눈으로 나누고, 비와 눈의 경우 다시 난층운·적란운으로 나누어서 해석하였다. 레이저를 이용하여 지상과 지상, 위성과 지상간의 통신링크를 광무선통신시스템으로 구축시 대기현상에 의한 송·수신안테나 직경을 수치 해석하였다.

## II. 대기 광채널 해석

대기 광채널은 광신호가 전송될 때 흡수, 교란, 산란 등 다양한 대기효과를 나타내게 하는 기체들의 혼합물로 구성되며, 대기를 통한 광통신은 압력, 온도, 흡수를 일으키는 기체의 농도 등 대기채널의 상태에 따라 많은 영향을 받는다.

광통신에 영향을 미치는 대기효과는 흡수, 교란, 산란

등이며, 날씨에 따라 각기 다른 대기효과가 발생한다. 날씨가 흐린 날에는 흡수와 산란이 주된 대기효과이며, 맑은 날씨상태에서는 흡수와 교란이 주된 대기효과이다.

### 2-1. 흡수(Absorption)

광신호가 대기를 통과할 때, 대기 구성분자에 의해 에너지 흡수가 발생하며, 흡수를 일으키는 주요 대기 구성분자로는 수증기, CO<sub>2</sub>, O<sub>2</sub> 등이 있다.

그림 1은 구름이 없는 전형적인 맑은 날씨상태의 대기전송도로서, "대기 윈도우(atmospheric window)"라고 불리는 영역에서 최소의 흡수가 일어난다. 그러므로 대기입자에 의한 광파의 흡수현상은 광원의 파장을 적절히 선택하여 대기의 전송도를 높이면 어느 정도 줄일 수 있다<sup>[1,3]</sup>.

### 2-2. 대기교란(Atmospheric Turbulence)

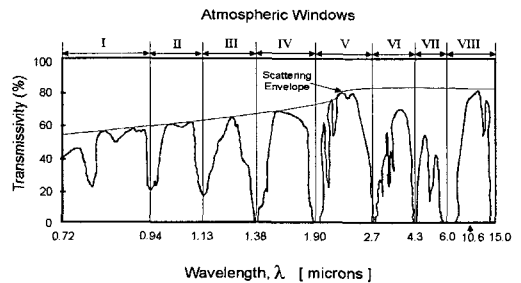
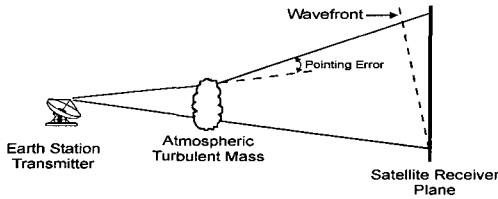


그림 1. 파장에 따른 대기의 전송도

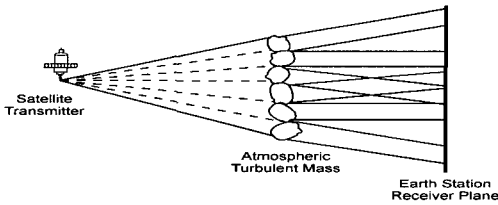
Fig. 1. Atmospheric transmissivity vs. wavelength.

교란은 맑은 대기상태에서 1~2°C 정도의 작은 온도화에 의하여 공기의 굴절률이 연속적으로 불규칙하게 변화되는 상태로서 주로 태양에 의한 대기가열, 바람과 대류현상에 의한 공기의 와류에 의해 발생한다. 광신호가 이와 같은 교란대기를 통해 전파할 때 빔편향, 이미지 표동(image dancing), 신틸레이션(scintillation), 공간 가간섭 요동(spatial coherence fluctuation)등에 영향을 받는다<sup>[3,4]</sup>.

그림 2는 광파에 대한 교란대기 효과는 레이저 빔의 직경(dB)과 비균질 교란매질의 상대적 크기에 영향을 받는다 것을 나타낸다. 그리고  $l$ 은 비균질 교란매질의 크기를 나타낸다.



(a)  $d_B < 1$  (상향링크의 경우)



(b)  $d_B > 1$  (하향링크의 경우)

그림 2. 빔 직경과 교란대기의 상대적 크기에 따른 대기 교란효과

Fig. 2. Atmospheric turbulence effects as a function of beam diameter and turbulence dimension.

교란대기에 관한 통계적 특성은 Kolmogorov에 의해 연구되었으며, 대기굴절율의 2차 모멘트는 다음과 같이 나타낼 수 있다.<sup>[15]</sup>

$$[n(h, X) - n(h', X')]^2 = C_n^2 \left( \frac{h+h'}{2} \right) [ |X-X'|^2 + |h-h'|^2 ]^{3/2} \quad (1)$$

여기서,  $C_n^2(h)$ 은 대기 굴절율 구조함수로 Hufnagel와 Stanly<sup>[8]</sup>에 의해  $C_n^2(h) = 4.2 \times 10^{-14} h^{-1/3} \exp(-h/h_0)$ 로 구해지는 함수고,  $h$ 는 대기의 고도[m],  $h_0$ 는 3,200[m]로 정의된 대기의 높이, 그리고  $X$ 는 수평거리를 나타낸다.

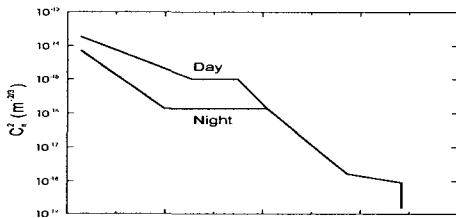


그림 3. 굴절률 구조함수

Fig. 3. Refractive-index structure function.

그림 3는 Rome Air Development Center에서 발표한 자료로서 하루중 고도에 따라 변화하는 굴절률 구조함수를 낮과 밤으로 구분해서 얻은 평균값이다<sup>[1]</sup>.

### 2-3. 대기산란(Atmospheric Scattering)

대기 광통신에 가장 치명적인 문제인 산란현상은 크게 레이리(Rayleigh) 산란과 미(Mie) 산란으로 구별된다.

본 절에서는 복잡하고 동적인 대기채널을 보다 단순화시키기 위해서 날씨에 따른 대기현상이 각각 개별적으로 일어난다는 가정 하에 대기의 산란효과와 대기 전송 손실을 분석하고자 한다.

광신호가 산란대기층을 전파시 산란대기에 의해 발생하는 산란감쇠는  $e^{-\sigma_{scat} \cdot z}$ 로 표현되므로 전송거리(z) 1[km]당 산란감쇠를 나타내는 산란감쇠계수의 대수적 표현인  $\sigma_{scat} [dB/km]$ 는 다음 식으로 유도된다.

$$\sigma_{scat} [dB/km] = 4.4 \times \sigma_{scat}$$

#### 2-3-1. 안개와 헤이즈에 의한 산란

대기광통신에서 안개에 의한 빔의 산란감쇠계수는 파장과 가시도 따라 다르며, 본 논문에서 사용하는 광원의 파장대인 0.84[ $\mu m$ ]와 1.55[ $\mu m$ ] 적외선 영역에서의 안개에 의한 산란 감쇠계수는 다음 식으로 나타내진다<sup>[6]</sup>.

$$\sigma_f [km^{-1}] = \frac{3.91}{V} \left( \frac{0.55}{\lambda} \right)^q \quad (3a)$$

$$\sigma_f [dB/km] = \frac{16.98}{V} \left( \frac{0.55}{\lambda} \right)^q \quad (3b)$$

$$V = \frac{3.92}{\sigma_{scat}} x \quad (4)$$

여기서,  $V$ 는 가시도를 말하며, 다음과 같다.

여기서,  $q$ 는 실험데이터에 의해 결정되는 값으로 다음 식과 같이 주어진다.

$$q = 0.585 V^{1/3} \quad (5)$$

헤이즈는 가시도가 1[km]이상이라는 점을 제외하고는 안개와 동일하기 때문에 감쇠계수를 구하는 식도 동일하며, 다만 가시도가 1[km]이상이기 때문에 안개와  $q$  값이 다르다.

여기서,  $q$  는 실험 데이터에 의해 결정되는 값으로 가시도에 따라 다음 식과 같이 주어진다.

$$q = 0.585 V^{1/3}, \quad V \leq 7 [km] \quad (6a)$$

$$q = 6.583 \times 10^{-3} V + 1.07, \quad V > 7 [km] \quad (6b)$$

위에서 살펴본 것처럼 안개와 헤이즈에 의한 산란 감쇠계수는 파장과 가시도에 따라 좌우된다.

### 2-3-2. 비와 눈에 의한 산란

대기 중에서 내리는 비와 눈은 광파가 대기를 통해 진행하는데 많은 영향을 미치는 산란감쇠의 요인이 되며, 빗방울의 반경(보통 약 0.05[cm] 정도)과 눈의 반경이 파장보다 훨씬 크기 때문에 가시영역 및 적외선영역에서의 눈과 비에 의한 산란감쇠는 파장에 독립적이다.

비에 의한 산란 감쇠계수는 Rensch와 Long에 의해 다음 식과 같이 강우량의 함수로 나타내진다.<sup>[6]</sup>

$$\sigma_r = 0.423P^{0.501} [km^{-1}] \quad (7a)$$

$$\sigma_{r[dB/km]} = 1.837P^{0.501} [dB/km] \quad (7b)$$

여기서,  $P$  는 강우량(mm/hr)이다.

눈에 의한 감쇠계수도 실험적인 결과에 의하여 다음 식으로 주어진다.

$$\sigma_s = 1.3P^{0.5} [km^{-1}] \quad (8a)$$

$$\sigma_{s[dB/km]} = 5.65P^{0.5} [dB/km] \quad (8b)$$

여기서,  $P$  는 적설량(mm/hr)을 나타낸다.

비와 눈에 의한 산란손실은 파장과는 무관하며, 강우량과 적설량에 의해 좌우된다<sup>[7]</sup>.

### 2-3-3. 구름에 의한 산란

구름을 통과하는 광파는 구름중의 물방울이나 얼음덩이로 인해 심한 산란을 겪게되고 광전력은 심하게 감쇠된다. 구름의 산란에 의한 광전력의 감쇠정도를 나타내는 척도로는 산란계수나 혹은 산란계수의 역수인 차광길이  $le$ (extinction length)를 사용한다.

광파가 구름을 통하여 1만큼 진행한 광신호 전력의 감

쇠는 다음 식과 같이 주어진다<sup>[2]</sup>.

$$\sigma_{cloud} [dB] = 4.4 \times (l/l_e) \quad (9)$$

그림 4는 구름의 종류와 이들이 발생하는 근사적인 높이를 나타낸 그림이다<sup>[23]</sup>.

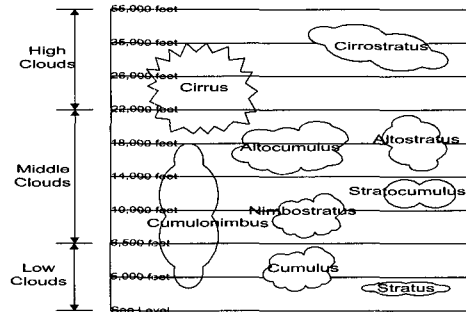


그림 4. 구름의 종류

Fig. 4. Cloud types.

## 2-4. 광수신 방식

### 2-4-1. 직접 광수신방식

직접 광수신방식은 광헤테로다인 수신방식과는 달리 국부발진기가 없이 입력단에서 입력신호와 국부발진기 신호의 파두를 일치시킬 필요가 없으며 일반적으로 그 구조가 광헤테로다인 수신방식에 비해 간단한 것이 특징이다.

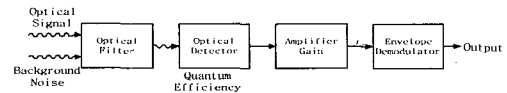


그림 5. 직접 광수신방식의 일반적인 구조

Fig. 5. Generalized schematic of optical direct detection system.

그림 5은 직접 광수신방식의 일반적인 구조를 나타낸 것이다. 광검출소자에 입사된 광파는 다음과 같이 표현된다.

$$E_r(t, r) = E_s(t, r) + E_b(t, r) \quad r \in A$$

여기서,  $E_s$ 는 신호의 광파이며  $E_b$ 는 배경잡음에 의한

광파이다. A는 광검출소자의 면적이고 r은 광검출기상의 한 점에 위치이다. 수신기의 개구면적이 A일 때 수신된 광신호의 평균전력은 다음 식과 같다.

$$\overline{P_r} = \int_A \overline{I}(t, r) dr \quad (10)$$

대기교란 및 산란에 의한 광신호전력의 변화는 분산으로서 다음 식과 같이 나타낼 수 있다<sup>[14]</sup>.

$$var(P_r) = \overline{P_r^2} - (\overline{P_r})^2 \quad (11)$$

여기서 수신전력의 2차 모멘트는 다음 식으로 주어진다<sup>[4]</sup>.

$$\int_A \int_A R_I(t, t, r_1, r_2) dr_1 dr_2 \quad (12)$$

여기서  $R(t, t, r_1, r_2)$ 는 수신 광강도의 공간가간섭 함수이다. 그리고 정규화된 신호전력의 분산  $\Delta P_r$ 은 다음 식과 같다<sup>[2]</sup>.

$$\begin{aligned} \Delta P_r &= \frac{var(P_r)}{(\overline{P_r})^2} \\ &= \frac{2}{d^2} \int_0^1 \exp[-3.44(\frac{ud}{r_0})^{5/3}] \\ &\quad [\cos^{-1}u - u\sqrt{1-u^2}]udu \quad : \text{교란} \end{aligned} \quad (13a)$$

$$\begin{aligned} \Delta P_r &= \frac{2}{d^2} \int_0^1 \exp[-(\frac{ud}{r_0})^2] \\ &\quad [\cos^{-1}u - u\sqrt{1-u^2}]udu \quad : \text{산란} \end{aligned} \quad (13b)$$

여기서, d : 안테나의 직경, r<sub>0</sub> : 대기의 공간 위상 가간섭길이

식(13)의 수신전력의 정규화 분산은 그림 6와 같다.

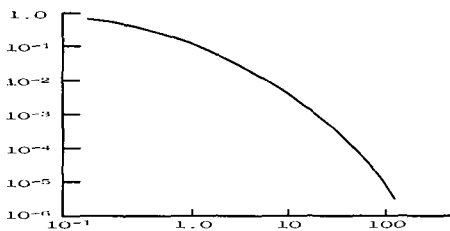


그림 6. 개구직경 d와 대기의 공간가간섭길이 r<sub>0</sub>에 따른 수신전력의 정규화 분산

Fig. 6. Normalized variance of received power versus aperture diameter d and coherence length r<sub>0</sub>.

직접 광수신방식의 신호 대 잡음비는 다음 식과 같다<sup>[2]</sup>.

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{(\overline{DP_r G})^2 R_L}{2eG^2 \overline{DP_r B_c} + G^2 D^2 var(P_r) R_L} \\ &= \frac{1}{(\frac{2h\nu_c B_c}{\eta P_r}) + \Delta P_r} \end{aligned} \quad (14)$$

신호의 분산은 잡음전력을 의미하며 그림 6으로부터 d/r<sub>0</sub>가 커질수록 수신전력의 정규화 분산이 작아짐을 알 수 있으며 이 결과를 식(14)에 대입하면 직접 광수신방식에서는 광수신기의 직경이 대기 위상가간섭길이에 비해 클수록 신호 대 잡음비가 개선됨을 알 수 있으며 이를 개구평균효과(aperture averaging effect)라 한다<sup>[2]</sup>.

위성의 송신단에서 신호를 ASK변조하고 지구국의 수신단에서 신호를 포락선복조하였을 때 비트 오류율은 다음 식과 같다.

$$BER = \frac{1}{2} \exp(-\frac{SNR}{4}) \quad (15)$$

### 2-4-2. 광헤테로다인 수신방식

광헤테로다인 수신방식은 직접 수신방식보다 복잡하고, 입력신호와 국부발전기 신호의 파도가 정확히 일치되어야 하는 단점이 있으나 중간주파수 신호의 증폭이 상대적으로 용이하고, 국부발전기를 제외한 모든 다른 원인에 의해 발생하는 열잡음과 비가간섭적인 배경잡음을 제거해 주므로 강한 배경간섭이 존재하는 곳에서 매우 효율적이다.

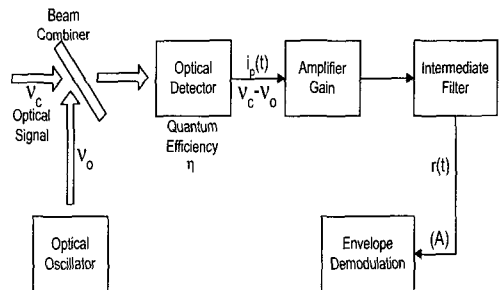


그림 7. 광헤테로다인 수신기의 일반적인 구조  
Fig. 7. Generalized schematic of an optical heterodyne receiver.

그림 7의 광헤테로다인 수신기의 (A)지점에서 IF성분의 광전류 신호는 다음 식으로 주어진다<sup>[1,9]</sup>.

$$i_{IF} = \left[ \frac{e\eta G}{h\nu} \right] \left[ \frac{1}{Z_0} \right] \int [W_D(r) \vec{A}_s(r) \vec{A}_{L0}(r) \times \cos(\omega_{IF}t + \Phi_s(r) - \Phi_{L0}(r))] dr + n(t) \quad (19)$$

입력신호의 전력이 약하고 대기의 변화가 심한 경우에는 코히어런트 헤테로다인 방식보다 인코히어런트 헤테로다인 방식이 더 유용하며, 그림 8과 같은 인코히어런트 헤테로다인 포락선 복조기로 복조할 수 있다.

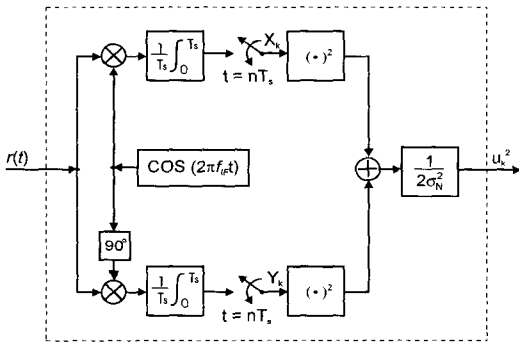


그림 8. 인코히어런트 헤테로다인 포락선 복조기  
Fig. 8. Incoherent heterodyne envelope demodulator.

이때, 포락선 복조기의 출력은 다음 식으로 나타낸다.

$$u_k = \sqrt{\frac{1}{2\sigma_N^2} [(A_c + n_c)^2 + (A_s + n_s)^2]} \quad (17)$$

$$A_c = \left( \frac{e\eta G}{h\nu z_0} \right) \int [W_D(r) \vec{A}_s(r) \vec{A}_{L0}(r) \cos(\Phi_s(r) - \Phi_{L0}(r)) dr] \quad (18a)$$

$$A_s = \left( \frac{e\eta G}{h\nu z_0} \right) \int [W_D(r) \vec{A}_s(r) \vec{A}_{L0}(r) \sin(\Phi_s(r) - \Phi_{L0}(r)) dr] \quad (18b)$$

$n_s, n_c$  : 평균이 0인 가우시안 잡음 성분

$\sigma_N^2$  : 와  $n_c$ 의 분산 ( $2N_s/T_s$ )

$T_s$  : 적분 주기

신호가 존재할 때 랜덤변수인 포락선 복조기의 출력

$u_k$ 의 확률밀도는 라이시안(Rician) 분포를 따르며, 다음 식과 같이 나타낸다.

$$p(u_k) = 2 u_k e^{-(\beta + u_k^2)} I_0(2 u_k \sqrt{\beta}) \quad (19)$$

여기서,  $I_0(x)$ 는 변형된 제 1종 0차 Bessel 함수이며,  $\beta$ 는 포락선 복조기의 신호 대 잡음비(SNR)를 나타내며 다음과 같다.

$$\beta = \frac{A_c^2 + A_s^2}{2\sigma_N^2} = \frac{(1/2)A^2 T_s}{2B_L T_s N_0} \quad (20)$$

여기서,  $A (= \sqrt{A_c^2 + A_s^2})$ 는 수신된 신호  $r(t)$ 의 신호성분 진폭을 나타낸다. 식(19)에서 포락선 복조기의 신호 대 잡음비는 필터의 밴드폭  $B_L$ 이 작아짐에 따라 커진다는 것을 알 수 있다. 그러나 이것은 인접부호간의 간섭(ISI)을 무시할 수 있을 때만 가능하며, ISI가 없는 최소한의 대역폭  $B_L$ 은  $1/2T_s$ 로 주어진다. 따라서 다음과 같다.

$$\beta = \frac{A_c^2 + A_s^2}{2\sigma_N^2} = \frac{E_s}{N_0} \quad (21)$$

가우시안 채널의 경우, 수신된 신호가 2진 FSK 변조된 신호일 때 인코히어런트 복조시 비트오류율(BER)은 다음과 같다<sup>[9]</sup>.

$$FSK : BER = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\beta}{2}\right) \quad (22)$$

### III. 길쌈부호기와 Viterbi 복호기

본 논문은 레이저를 이용하여 지상과 지상간 또는 지상과 위성간의 통신링크를 광무선통신시스템으로 구축할 때, 대기교란에 의해 발생하는 페이딩효과를 극복하기 위해서 길쌈부호와 비트비복호를 이용하였지만 광통신에서는 매우 짧은 시간에 발생하는 일정한 페이딩이 있으며, 이로 인하여 연침오류(burst error)가 발생한다. 이 때 길쌈부호기만으로는 만족할 만한 오류정정을 할 수 없기 때문에 블록인터리버를 사용한다.

잡음, 페이딩, 재밍(jamming)이 존재하는 열악한 채널환경에서 신호를 전송할 경우에 발생하는 산발오류(random error)를 정정하기 위한 방법으로 FEC(forward error correction) 방식이 많이 사용된다. FEC 방식은 보내려는 정보신호에 패리티(parity) 비트를 덧붙여 전송함으로써 전송채널에서 발생한 오류를 수신측에서 직접 검출하여 정정할 수 있도록 하는 기술이

다. 오늘날 보편적으로 사용되는 ECC(error correcting codes)는 크게 블록부호(block codes)와 길쌈부호(convolutional codes)의 두가지로 크게 나누어진다.

블록부호는 부호화된 블록이 그에 대응되는 정보블럭(information block)에만 상관관계를 가지며, 길쌈부호는 그 이전의 정보블럭과도 상관관계를 가진다. 이중에서 Viterbi 복호를 이용한 길쌈부호의 오류정정 능력이 우수하기 때문에 널리 사용되고 있다<sup>[10][11]</sup>.

### 3-1. 길쌈부호기

길쌈부호 방식은 부호기에 메모리가 존재하며, 현재의 출력은 현재와 과거의 입력에 의해 생성된다. 이때 하나의 입력비트가 부호기의 출력에 영향을 미치는 비트 이동(shift)의 수를 구속장의 길이(constraint length)라 하고 일반적으로 K라고 표시한다. k개의 입력비트에 대해서 n개의 출력비트가 생성될 때 부호율(code rate) R은 k/n으로 정의되며, 길쌈부호기의 출력은 부호심볼(code symbol)이라고 부른다<sup>[12]</sup>.

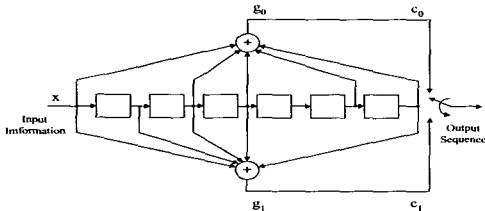


그림 9. (2, 1, 6) 길쌈부호기  
Fig. 9. (2, 1, 6) convolutional encoder.

표 1. 부호율이 1/2인 길쌈부호의 생성다항식과 최소 자유거리  
Table 1. Generator polynomial and minimum free distance of convolutional code of code rate 1/2

구속장	생성 다항식	최소자유거리
3	5, 7	5
4	64, 74	6
5	46, 57	7
6	65, 57	8
7	554, 744	10
8	712, 476	10
9	561, 753	12
10	4734, 6624	12
11	4672, 7542	14
12	4335, 5723	15

### 3-2. Viterbi 복호기

길쌈부호로 부호화된 데이터를 복호하는 방법에는 여러 가지가 있다. 그 중에서 하드웨어가 복잡하고 구현이 어려우나 성능적으로 우수한 Viterbi 복호기가 최근에 많이 사용되고 있다. Viterbi 복호 알고리즘은 채널을 통과하여 수신된 부호심볼 시퀀스에 대하여 발생 가능한 모든 경로의 확률을 계산하고, 그중에서 가장 큰 확률을 갖는 경로를 선택하여 반대 방향으로 traceback하는 과정을 수행하여 원하는 데이터를 복호하는 방법으로 최대우도 복호(maximum-likelihood decoding) 알고리즘이다.

길이가 kL인 정보시퀀스를  $u = (u_0, u_1, \dots, u_{L-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{kL-1})$ 이 길이가  $N = n(L+m)$ 인 부호어  $v = (v_0, v_1, \dots, v_{L+m-1}) = (v_0, v_1, \dots, v_{N-1})$ 로 부호화 되고, 그리고 2진입력 Q진 출력 이산 무기억채널을 통하여 Q진 시퀀스  $r = (r_0, r_1, \dots, r_{L+m-1}) = (r_0, r_1, \dots, r_{N-1})$ 가 수신되고, 복호기의 출력 시퀀스를  $v'$ 라고 하자. 최대우도 복호기는 우도함수(likelihood function)  $P(r|v)$ 를 최대로 하는  $v'$ 를 선택한다.

$$\log P(\mathbf{r} | \mathbf{v}) = \sum_{i=0}^{L+m-1} \log P(r_i | v_i) \quad (23)$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \log P(r_i | v_i)$$

위의 식에서  $\log P(r|v)$ 를  $M(r|v)$ 로 표기를 하고 경로 v에 대한 매트릭이라하며,  $\log P(r|vi)$ 를  $M(r|vi)$ 로 표기를 하고 가지 매트릭이라 한다.

$$M(\mathbf{r} | \mathbf{v}) = \sum_{i=0}^{L+m-1} M(r_i | v_i) \quad (24)$$

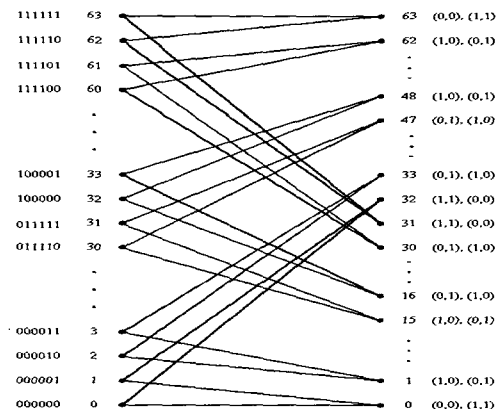


그림 10. 길쌈부호기의 격자도  
Fig. 10. Trellis diagram of convolutional encoder.

복호과정이 진행됨에 따라 매 단계에서는 각각의 상태로 들어오는 모든 경로에 대해 메트릭값을 비교하여 가장 큰 메트릭값을 갖는 경로와 그 메트릭값을 저장하고 나머지 메트릭값은 제거된다. 따라서 Viterbi 복호 알고리즘은 격자도 상에서 가장 큰 메트릭값을 갖는 경로를 찾는 것으로써, 이 때 선택된 경로를 생존자 경로(survivor path)라고 하며, 이 생존자는 Viterbi 복호 알고리즘에서 최대 확률경로(maximum likelihood path)를 나타낸다.

### 3-2-1. 가지메트릭(branch metric)과 경로메트릭(path metric)

가지 메트릭은 각 비트의 쌍에 대한 메트릭값  $BM_0(t)$ ,  $BM_1(t)$ ,  $BM_2(t)$ ,  $BM_3(t)$ 은 경성판정된 데이터와 부호어의 해밍거리(hamming distance)를 구하는 것이다. 따라서 생존자 경로는 격자도에서 최소의 경로메트릭을 갖는 경로이다.

새로운 경로 메트릭은 격자도에서 이전 단계까지 계산된 경로메트릭과 4개의 가지메트릭을 이용하여 계산한다.

$$\begin{aligned}
 PM_{02}(t) &= \text{Min} [(PM_{02}(t-1) + BM_0(t)), (PM_{03}(t-1) + BM_3(t))] \\
 PM_{03}(t) &= \text{Min} [(PM_{03}(t-1) + BM_2(t)), (PM_{01}(t-1) + BM_1(t))] \\
 &\vdots \\
 PM_1(t) &= \text{Min} [(PM_2(t-1) + BM_2(t)), (PM_3(t-1) + BM_1(t))] \\
 PM_0(t) &= \text{Min} [(PM_0(t-1) + BM_0(t)), (PM_1(t-1) + BM_3(t))]
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

Viterbi 복호는 전체 부호어에 해당하는 신호를 모두 수신한 후 격자도 상에서 모든 경로에 대해 가장 큰 경로메트릭을 갖는 경로를 찾아 복호과정을 수행해야 한다. 구속장의 4~5배 정도의 시간이 지난 후 traceback을 하여 복호하면 안정되고 신뢰도가 높은 비트오류율을 얻을 수 있다. Trace깊이를 h라고 하면 생존경로를 저장하기 위한 메모리 용량은  $h \times k \times 2k^{(K-1)}$ 비트가 된다.

### 3-3. 블럭인터리버/다인터리버

전송하기 전에 부호화된 메시지를 인터리빙하고 수신한 다음 다인터리빙하면 연접오류가 시간적으로 퍼지게 된다. 따라서 산발오류인 것처럼 복호기에서 다룰 수 있게 된다. 인터리빙을 보다 효과적으로하려면 부호어 심볼을 시간적으로 골고루 퍼트리면 된다. 인터리빙 시간

(interleaving time)을 비슷하게 해서 다른 부호어의 심볼이 사이사이에 삽입하게 된다. 시간적으로 심볼을 퍼트리면 메모리를 갖는 채널이 무기의 채널(memoryless channel)로 효과적으로 바뀌게 된다.

인터리버는 몇개의 블럭길이 스펜이상 부호심볼을 혼합한다. 요구되는 스펜은 연접 간격에 의해 결정된다. 비트 재분배 패턴(bit redistribution pattern)을 상세하게 수신단에서 알고 있어야만 심볼 스트림을 다인터리빙할 수 있다.

### 3-4. 실험결과 및 고찰

송수신기 사이의 통신실험은 다음과 같다. 우선  $10^6$ 개의 2진 데이터는 랜덤하게 발생된 후에 길쌈부호기와 인터리버를 거쳐 컴퓨터의 RS232C 포트로 출력되며 250[KHz]의 주파수로 반송파 ASK변조된다. 이렇게 부변조된 신호는 레이저 다이오드를 강도변조하며 레이저 신호는 대기공간으로 전송된다. 여기서, 전송속도는 9600[bps]이다. 송신된 레이저 신호는 50[m]위치에 있는 반사경을 거쳐 수신기로 향하게 되며, 수신된 레이저 신호는 광검파기에 의해서 전기적인 신호로 바뀐 후 복조회로에 의해 2진 데이터로 변환된다. 변환된 2진 데이터는 다인터리버와 비터비복호기를 거친 후 원신호로 복호된다. 그리고 맑은 날씨상태의 대기교란을 측정하는 장치를 제작하여 교란정도에 따른 광무선통신의 성능을 분석한다.

#### 3-4-1. 대기교란강도의 측정

교란대기를 통과하는 광신호는 교란의 영향으로 강도의 요동이 발생하고, 이 현상은 광무선통신시스템의 성능을 저하시키게 된다. 여기서, 광강도의 요동을 신틸레이션 지수라고 한다<sup>[13,14]</sup>.

$$\sigma_I^2 = \frac{\langle I^2 \rangle - \langle I \rangle^2}{\langle I \rangle^2}
 \tag{26}$$

신틸레이션 지수는 광신호가 전파하는 경로의 거리와 광의 파장, 대기 굴절률 변화의 크기에 비례하게 된다. 광무선통신시스템을 구축할때는 전송거리와 광원의 파장은 고정되므로 신틸레이션 지수는 대기굴절률에 따라서 변하게 된다. 굴절률 지수상수는 다음과 같다.



$$C_n^2 = \frac{\ln(1 + \sigma_T^2)}{(0.5k^{7/6}L^{11/6})} \quad (27)$$

굴절률 구조상수를 실험적으로 구하는 방법은 측정공간의 두 지점에서 온도구조함수를 이용하여 구하는 방법과 레이저를 이용하여 광의 분산값을 이용하는 방법이 있으며, 본 논문에서는 후자의 방법을 채택하여 구한다.

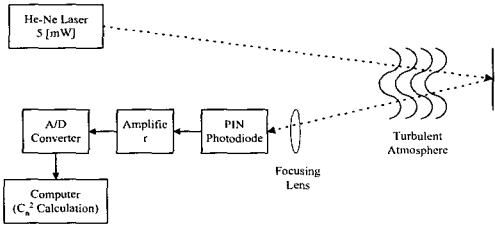


그림 11. 굴절률 구조상수 측정장치의 블록다이어그램

Fig. 11. Block diagram of the equipment measuring the refractive index structure constant.

송신부는 파장이 6328[nm], 출력이 5[mW]인 He-Ne 레이저로 구성되어 있다. 송신부에서 반사경까지의 거리는 50[m]이다. 레이저신호는 반사경을 거쳐 수신부로 입사된다. 수신부는 Si 광다이오드와 8비트의 분해능을 가진 A/D변환기로 구성되어 있다. 여기서, A/D변환기는 ADC0809를 사용한다. 대기교란에 의한 광강도의 요동이 1[%]미만이기 때문에, 이 신호를 해석하기 위해서 A/D 변환주기를 10[%]로 설정하고, A/D 변환하여 구한 광강도의 분산데이터와 식(27)를 이용하여 하루중 굴절률 구조상수를 구한다.

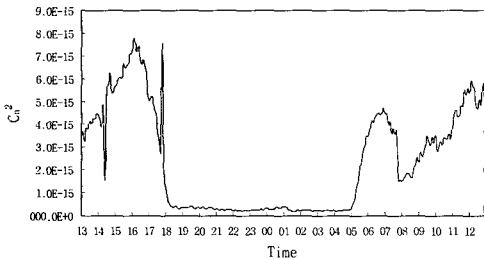


그림 12. 하루동안의 굴절률 구조상수, 1996년 4월 13일~14일

Fig. 12. Refractive index structure constant versus time of day, April 13~14 1996.

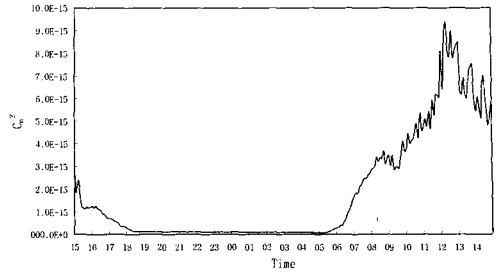


그림 13. 하루동안의 굴절률 구조상수, 1996년 4월 15일~16일

Fig. 13. Refractive index structure constant versus time of day, April 15~16 1996.

측정한 수치들은 해 뜨는 시간을 지나면서 서서히 증가하다가 오후시간동안에는 심한 변동을 보이며 최고  $10^{-13} \sim 10^{-12} [m^{-2/3}]$  정도의 값을 나타낸다. 해지는 시간을 지나면서 굴절률 구조상수는 급격히 감소하여 20시 이후로는  $10^{-14} \sim 10^{-15} [m^{-2/3}]$  정도의 값을 가지며, 자정을 지나면서 가장 낮은 값을 나타낸다.

### 3-4-2. 길쌈부호를 이용한 광무선통신시스템

본 논문에서 사용되는 (2.1.6) 길쌈부호기와 인터리버, 디인터리버, 비터비복호기는 컴퓨터 내에서 소프트웨어로 구현된다. 여기서, 인터리버 깊이는  $8 \times 8$ 이며 경로추적깊이는 48로 설정하였다. 그리고 레이저 다이오드에 인가되는 전류를 제어하여 변조하는 내부 광변조방법을 이용한다. 광원의 출력파장은 광학계의 구성이 용이하도록 가시영역인 630[nm]이며, 출력전력이 5[mW]인 레이저 다이오드를 사용한다. 수광소자는 응답속도가 빠르고 암전류 특성이 좋은 PIN 포토다이오드이다.

### 부반송파를 이용한 강도변조 송신기

컴퓨터의 RS232C의 포트에서 출력되는 데이터신호는  $+12 \sim -12[V]$ 이며, 이 신호를 TTL레벨로 변환하기 위해서 연산증폭기를 이용하여 0~5[V]의 변화를 갖도록 조정한다. 2진 데이터를 부반송파 ASK변조하기 위하여 V/F변환기인 AD650을 사용하여 0~5[V]의 입력전압에 따라 0~250[kHz]의 신호로 변환한다. 그리고 부반송파 ASK 변조된 고주파 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \begin{cases} 5 \cos 2\pi 250 \times 10^3 t, & 1 \\ 0, & 0 \end{cases} \quad (28)$$

이 신호는 레이저 다이오드를 직접 강도변조하여 변조된 광신호는 폴라리미터를 통하여 대기공간으로 전송된다. 전송속도는 9600[bps]이다.

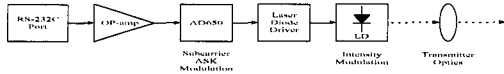


그림 14. 강도변조 송신기의 블록다이어그램  
Fig. 14. Block diagram of intensity modulation transmitter.

직접검파 수신

대기공간을 통하여 수신되는 광신호는 광학계를 통과하게 된다. 광신호의 수광면적을 넓히기 위한 집광렌즈와 배경잡음을 줄이기 위해 렌즈의 초점부근에 공간필터로 이루어져 있다. 광학계를 통과한 광신호는 PIN 광다이오드에 입사되며, 광검파기에 의해 전기적인 신호로 변환되고 광검파기의 출력신호를 증폭한 후에 F/V 컨버터인 AD650에 입력된다. 복조된 신호는 광커플러를 이용하여 RS232C 포트의 신호레벨에 맞도록 조정된 후에 컴퓨터로 입력된다.

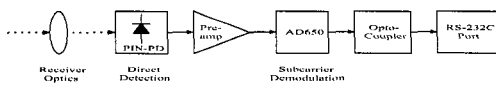


그림 15. 직접검파 수신기의 블록다이어그램  
Fig. 15. Block diagram of direct detection receiver.

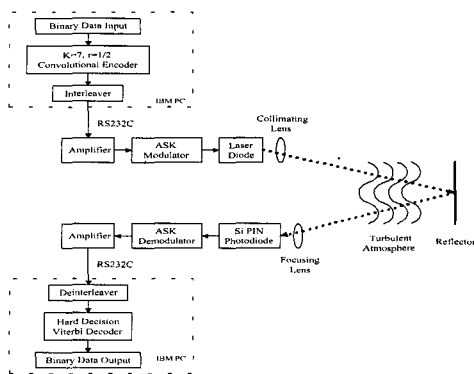
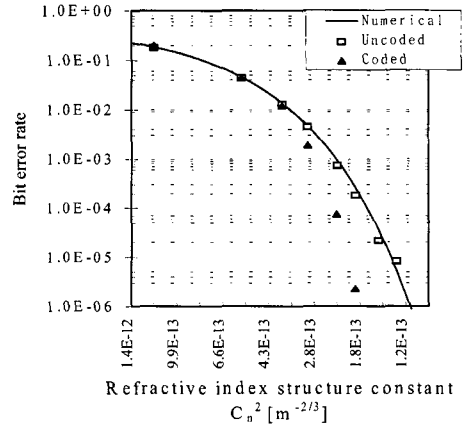


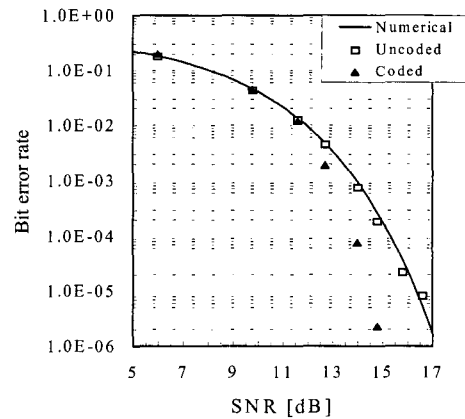
그림 16. 광무선통신시스템  
Fig. 16. Block diagram of wireless optical communication system.

3-4-3. 길쌈부호를 이용한 광무선통신의 성능실험 결과 및 고찰

그림 17은 제작된 강도변조/직접검파방식의 송·수신기를 이용하여 광무선통신의 실험결과를 도시한 것이다.



(a)



(b)

그림 17. 길쌈부호를 이용한 광무선통신의 성능  
Fig. 17. Performance of wireless optical communications.

굴절률 구조상수의 값이  $10^{-14}$ [m<sup>-2/3</sup>] 이하는 밤의 경우로서 대기의 교란강도가 아주 약해서 광무선통신의 성능에 미치는 영향은 매우 작음을 알수 있으며,

측정되는 비트오류율은 0에 가깝다. 그러나 낮시간의 경우는 대기의 교란강도가 강해지며 굴절률 구조상수값이 강교란에 해당하는  $10^{-12}[\text{m}^{-2/3}]$  정도가 된다. 이 경우에는 비트오류율이  $10^{-2} \sim 10^{-1}$  정도의 아주 높은 수치를 보인다. 그리고 (2, 1, 6) 길쌈부호방식과 경성판정 비터비복호 알고리즘을 이용했을 때 비트오류율  $10^{-5}$ 에서 2[dB]정도의 부호이득을 얻을 수 있음을 알 수 있으며, 이 결과는 다른 문헌의 구속장이 7인 길쌈부호기와 경성판정 비터비복호기의 성능과 비슷함을 알 수 있다<sup>[15]</sup>.

(2, 1, 6) 길쌈부호기와 경성판정 비터비복호기, 블럭 인터리버/디인터리버는 소프트웨어로 구현하였으며, 이 알고리즘을 이용했을 때 비트오류율  $10^{-5}$ 에서 2[dB]정도의 부호이득을 얻게 되며, 이 상태에서 맑은 날씨상태에서 대기의 교란강도를 측정하기 위하여 굴절률 구조상수를 측정하는 장비를 제작하고, 부반송파를 이용한 강도의 부호이득을 얻게 되며, 이 상태에서 맑은 날씨상태에서 대기의 교란강도를 측정하기 위하여 굴절률 구조상수를 측정하는 장비를 제작하고, 부반송파를 이용한 강도 변조/직접검파방식의 광무선통신시스템을 제작·측정하였다.

검파방식의 광무선통신시스템에 대한 비트오류율을 굴절률 구조상수의 함수로 대체해서 측정하였다. 그리고 굴절률 구조상수의 값이  $10^{-14}[\text{m}^{-2/3}]$  이하의 경우에는 측정되는 비트오류율은 '0'에 가깝고, 강교란에 해당하는  $10^{-12}[\text{m}^{-2/3}]$  이상의 경우에는 비트오류율이  $10^{-2} \sim 10^{-1}$  정도의 아주 높은 수치를 보인다.

#### IV. 광 위성통신 링크 모델링

정지궤도 위성과 지구국간의 링크를 대기상태에 따라 지구국 안테나 직경 측면에서 살펴보고자 한다.

먼저, 대수 형태(logarithmic form)의 링크 방정식은 다음과 같다.

$$P_{R(dB)} = P_T + T_T + G_T + P_E + G_R - L_{space} - L_{scat} + G_C + T_R + M \quad (29)$$

$P_{R(dB)}$  : 수신전력(dBm)

$P_T$  : 레이저의 출력 (W)

$G_T$  : 송신 안테나 이득

$G_R$  : 수신 안테나 이득

$L_{space}$  : 대기흡수를 고려한 공간전파손실

$L_{scat}$  : 산란손실

$G_C$  : 부호 이득 (dB)

$P_E$  : 포인팅 손실(Pointing loss)

$T_T$  : 송신 시스템의 안테나 부주사(feed) 효율( $< 1$ )

$T_R$  : 수신 시스템의 안테나 부주사(feed) 효율 ( $< 1$ )

$M$  : 이득여유(dB)

위의 식(29)를 이용하여 상향 링크에서 전송 속도와 양각이 주어진 경우, 대기체질의 기상상태에 따른 지구국 안테나의 직경을 수치해석한다. 식(29)에서 산란손실( $L_{scat}$ )과 포인팅 손실( $P_E$ )을 제외한 나머지 인자는 대기상태와 무관한 항으로서 항상 일정한 값으로 주어진다. 포인팅 손실( $P_E$ )은 교란, 산란의 대기상태에 따라 변화하고, 산란손실( $L_{scat}$ )은 산란대기에만 존재한다. 비, 눈, 안개등의 날씨상태에 따라 각각 다르게 나타난다.

식(29)에서 광신호가 산란대기중을 전파시 산란대기에 의해 발생하는 산란감쇠는  $e^{\sigma_{scat} \cdot z}$ 로 표현되므로 산란감쇠의 대수적 표현  $L_{scat}$ 는 다음식으로 유도된다.

$$\begin{aligned} L_{scat} [dB] &= 10 \log e^{-\sigma_{scat} \cdot z} \\ &= -\sigma_{scat} \cdot z \cdot 10 \log e \\ &= -4.4 \cdot \sigma_{scat} \cdot z \end{aligned} \quad (30)$$

여기서,  $z$  : 전송거리

$\sigma_{scat}$  : 산란감쇠계수 [ $\text{km}^{-1}$ ]

안테나 이론에 따르면, 자유공간의 전송손실은 정지궤도 위성과 지구국간의 거리는 양각에 따라 달라지며 다음 식과 같이 주어진다<sup>[7,17,18]</sup>.

$$L_{space}(i) = \left[ \frac{4\pi}{\lambda} (\sqrt{\frac{10}{6}} l_1 + l_2) \right]^2 \quad (31)$$

$\sqrt{\frac{10}{6}} l_1$  : 대기의 전송도 0.6을 고려한 대기권 통과거리

통과거리

$l_2$  : 우주 공간에서의 거리

$l_1 + l_2$  : 지구국과 정지궤도 위성간 거리

포인팅 손실은 다음식(5)과 같다.

$$P_E = \frac{P_r}{P_{rb}} = \left( \frac{\varphi_b}{\varphi_b + 2\varphi_e} \right)^2 \quad (32)$$

$$= \left[ \frac{1}{1 + (2\varphi_e/\varphi_b)} \right]^2$$

$P_r$  : 포인팅 에러가 발생하였을 때의 수신전력

$P_{rb}$  : 포인팅 에러가 없을 때의 수신전력

$\varphi_e$  : 포인팅 에러

$\varphi_b$  : 송신되는 광신호의 빔폭

광신호의 빔폭과 포인팅 에러는 다음과 같다.

$$\varphi_b = 1.27 \times (\lambda/D) \text{ [rad]} \quad (33)$$

$D$  : 송신 안테나의 직경

$$\varphi_e(i) = \frac{\lambda}{2\sqrt{2}r_i} \text{ [rad]} \quad (34)$$

$r_i$  : 위상 가간섭 길이

#### 4-1. 상향링크 모델링

##### (1) 안개와 헤이즈

안개와 헤이즈의 가시도는 다음과 같이 계산된다.

$$V = \frac{3.92}{\sigma_{scat}} \text{ [km]} \quad (35)$$

$\sigma_{scat}$  : 대기입자에 의한 산란 감쇠계수

안개에 의한 감쇠계수를 구하면 식(3)와 같다. 식(3)을 이용하여 안개와 헤이즈의 가시도에 따른 산란손실을 구하면 다음과 같다<sup>[3]</sup>.

$$10 \log(L_{scat}) = 0.1 \cdot \sigma_{\text{rain[dB]}} \cdot \sec(90^\circ - i) \quad (36)$$

##### (2) 비와 눈

대기상태가 비에 관련되어 살펴보면 다음과 같다.

산란감쇠계수를 대수적으로 표현한 식(3)을 이용하여 산란 손실을 구하면 다음과 같다.

$$10 \log_{10}(L_{scat}) = \sigma_{\text{rain[dB]}} \cdot h_s \cdot \sec(90^\circ - i) + \sigma_{\text{cloud[dB]}} \quad (37)$$

여기서,  $\sigma_{\text{cloud[dB]}}$  : 구름에 의한 산란 감쇠 계수의 대수적 표현 [dB/km]

산란감쇠계수를 대수적으로 표현한 식(8b)를 이용하여 산란 손실을 구한다. 그러면, 산란손실은 식(37)에  $\sigma$ 를  $\sigma_s$ 로 대치하면, 신호대 잡음비와 단위면적당 신호대 잡음비는 다음과 같이 구한다.<sup>[19]</sup>

$$\overline{SNR} = SNR_0 A_R \psi\left(\frac{D}{r_i}\right) \quad (38)$$

여기서,  $\psi\left(\frac{D}{r_i}\right)$  : 대기에 의한 공간 가간섭 저하

$$SNR_0 = \frac{\eta P_R T_b}{h\nu A_R} \quad (39)$$

$\eta$  : 광수신 소자의 양자효율

$T_b$  : 2진 신호의 전송주기

$P_R$  : 수신전력

$\nu$  : 광원의 주파수

$h$  : 플랑크 상수

비트오류확률은 다음과 같다<sup>[9,20]</sup>.

$$BER = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{SNR}{2}\right) \quad (40)$$

$$R_b(i, w) = \frac{-\eta P_R(i, w)}{2h\nu \log_e(2BER)} \quad (41)$$

여기서,  $R_b(i, w)$  : 양각과 날씨변화에 따른 신호의 전송속도 [bits/sec],  $i$  : 양각,  $w$  : 날씨상태

안테나 이론에 따르면, 자유공간의 전송손실은 정지계도 위성 and 지구국간의 거리는 양각에 따라 달라지며, 식(30)과 같이 주어진다<sup>[7,17,18]</sup>.

포인팅 손실은 다음과 같다.

$$P_E = \frac{P_r}{P_{rb}} = \left( \frac{\varphi_b}{\varphi_b + 2\varphi_e} \right)^2 = \left[ \frac{1}{1 + (2\varphi_e/\varphi_b)} \right]^2 \quad (42)$$

평파세그레인 안테나 이득은 다음과 같다<sup>[21,22]</sup>.

$$G_T = \frac{4\pi A_T}{\lambda^2} \times g_T(\alpha, \beta, \gamma, X) \quad (43)$$

여기서,  $\lambda$  : 광원의 파장,

$A_T$  : 송신 안테나의 면적

$\frac{4\pi A_T}{\lambda^2}$  : 광 송신 안테나의 이득.

$g_T(\alpha, \beta, \gamma, X)$  : 광 카세그레인 송신 안테나의  
전송효율 인자

원거리 장에서  $\beta$  는 0에 접근하므로, 식(43)의 전송효율 인자는 다음과 같이 나타낸다.<sup>[8,9]</sup>

$$g_T(\alpha, 0, \gamma, 0) = \frac{2[\exp(-\alpha^2) - \exp(-\gamma^2 \alpha^2)]^2}{\alpha^2} \quad (44)$$

$\alpha$  와  $\gamma$  와의 관계는 2차 요동이론(Second order perturbation theory)에 의해 주어진  $\gamma$  의 값에 대한 최적의  $\alpha$  값을 구할 수 있으며 다음과 같이 나타낸다.<sup>[8,9]</sup>

$$\alpha \approx 1.12 - 1.30\gamma^2 + 2.12\gamma^4 \quad (45)$$

식 (44)와 (45)을 만족하는  $G_T$  를 구하면 아래와 같다.

$$G_T = \frac{4\pi A_T}{\lambda^2} \times g_T(\alpha, 0, \gamma, 0) \quad (46)$$

위의 식(8)을 이용하여 송신 안테나의 직경을 구할 수 있다.

$$D = \sqrt{\frac{G_T \times \lambda^2}{\pi^2 \times g_T(\alpha, 0, \gamma, 0)}} \quad (47)$$

#### 4-2. 하향링크 모델링

하향링크에서는 위상가간섭길이에 의해 통신 시스템의 성능이 제한된다. 위상가간섭길이를 구하는 식은 다음과 같다.

$$r_i[m] = \frac{\lambda}{\sqrt{\sigma_{scat} \cdot h_s \cdot \sec(90^\circ - i) + l/l_e}} \quad (48)$$

$h_s$  : 비, 눈, 안개, 헤이즈 등의 기상현상이 나타나는 대기의 높이 [km]

$l_e$  : 구름에 의한 산란 감쇠 계수의 역수인 차광길이

$l$  : 구름의 평균 두께 [m]

난층운의 경우 :  $l/l_e = 56/55$

적란운의 경우 :  $l/l_e = 120/25$  이다.

(1)안개와 헤이즈

식(48)을 이용하여 위상 가간섭 길이를 구하면 다음과 같다.

$$r_i = \frac{\lambda}{\sqrt{0.1 \cdot \sigma_{\text{Roh}} \cdot \sec(90^\circ - i)}} [m] \quad (49)$$

$\sigma_{\text{Roh}}$  : 안개와 헤이즈에 의한 산란 감쇠 계수

(2)비와 눈

윗 식(6)를 이용하여 위상가간섭길이를 구하면,

$$r_i = \frac{\lambda}{\sqrt{\sigma_v \cdot h_s \cdot \sec(90^\circ - i) + l/l_e}} [m] \quad (50)$$

$\sigma_v$  : 비에 의한 산란 감쇠 계수 [km<sup>-1</sup>]

윗 식(50)을 식(37)에 대입하여 산란손실을 구한다. 그리고 눈에 의한 경우도 역시 동일한 방식으로 식(38)을 이용하여 계산하면, 다음식(51)와 같다.

$$\overline{SNR} = \frac{\eta P_R T_b}{h\nu} \phi\left(\frac{r_{is}}{r_i}\right) \quad (51)$$

$\phi\left(\frac{r_{is}}{r_i}\right)$  : 대기에 의한 공간 가간섭 저하

$r_i$  : 양각에 따른 대기의 위상 가간섭 길이

$r_{is}$  : 가장 나쁜 날씨에서의 양각에 따른 대기의 위상 가간섭 길이

$\eta$  : 광수신 소자의 양자효율

$T_b$  : 2진 신호의 전송주기, PR : 수신전력

$\nu$  : 광원의 주파수,  $h$  : 플랑크 상수

비트오류에러 확률은 상향 링크에서의 식(40)과 같다. 신호대 잡음비도 상향 링크에서의 식(38)과 같다. 전송속도는 상향 링크의 식(30)과 같이 구할 수 있다.<sup>[9]</sup>

$\overline{SNR} \ll 1$  인 경우,

$$NS \approx N \times \frac{\frac{\pi}{4} \left[ \frac{\overline{SNR}}{2} - \frac{\overline{SNR}^2}{16} \right]^2}{\left( 2 + \overline{SNR} \right) \left( 1 - \frac{\pi}{4} \right) - \frac{3\pi}{64} \overline{SNR}^2} \quad (52a)$$

여기서,  $NS$  :  $N$  개의 안테나의 총 SNR

$N$  : 안테나가 총 필요한 갯수

$\overline{SNR} \gg 1$ 인 경우,

$$NS \approx N \times \frac{\left[ \sqrt{1 + \overline{SNR}} \left( 1 - \frac{1 + 2\overline{SNR}}{8(1 + \overline{SNR})^2} \right) - \frac{\sqrt{\pi}}{2} \right]^2}{1 - \frac{\pi}{4} + \frac{1 + 2\overline{SNR}}{4(1 + \overline{SNR})}} \quad (52b)$$

광카세그레인 수신 안테나의 이득  $G_R$ 는 다음과 같다<sup>[815]</sup>.

$$G_R = \left( \frac{4\pi A_R}{\lambda^2} \right) (1 - \gamma^2) \quad (53)$$

여기서,  $A_R$  : 수신 안테나 면적  $\left( \pi \left( \frac{D}{2} \right)^2 \right)$

위의 식(53)을 이용하여 송신 안테나의 직경을 구할 수 있다.

$$D = \sqrt{\frac{G_R \times \lambda^2}{\pi^2 \times (1 - \gamma^2)}} \quad (54)$$

식(53)와 위상 가간섭 길이에 의해 수신 안테나의 총 직경은

$$D = r_i \times \sqrt{N} [m] \quad (55)$$

여기서,  $r_i$  : 위상 가간섭 길이

$N$  : 안테나의 개수로 구한다.

#### 4-3. 수치해석 및 결과고찰

정지궤도 위성과 지구국 간의 광위성 통신시스템의 성능을 고찰하기 위하여, 각 기상상태에 따른 지구국의 안테나 직경을 수치 해석하였다. 수치 해석을 위한 설계조건은 다음과 같다.

광원의 출력은 100[mW] 로 설정하였으며, 광원의 파장은 광유선통신에서 주로 사용하는 1.55  $\mu\text{m}$  로 송수신단의 안테나 부주사 효율은 각각, 3[dB] 씩으로 하였다. 채널부호로 길쌈부호기와 비터비복호기를 채택하여 부호이득은 4[dB] 정도로 하였다. 또한 시스템 마진은 3 [dB] 로 하고 전송률은 BISDN-ATM 망의 표준인 1[Gbps]로 가정하여 수치 해석한 결과는 다음 그림들과 같다.

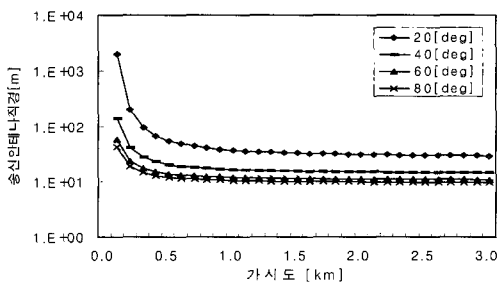


그림 18. 상향링크에서 안개 및 헤이즈에 따른 지구국 안테나 직경

Fig. 18. Transmitting antenna diameter on the up-link vs. Visibility of fog and haze.

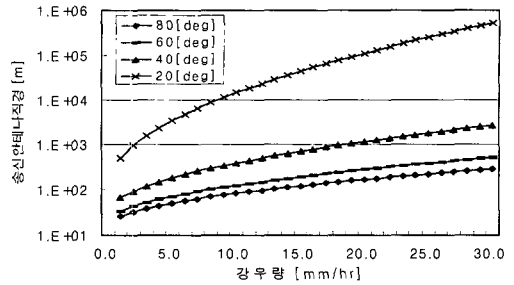


그림 19. 상향링크에서 난층운 의한 경우에 따른 지구국 안테나 직경

Fig. 19. Transmitting antenna diameter on the up-link vs. Precipitation in rain with nimbo-stratus cloud.

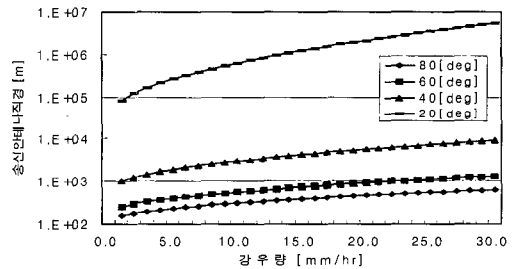


그림 20. 상향링크에서 적란운 의한 경우에 따른 지구국 안테나 직경

Fig. 20. Transmitting antenna diameter on the up-link vs. Precipitation in rain with cumulo-stratus cloud.

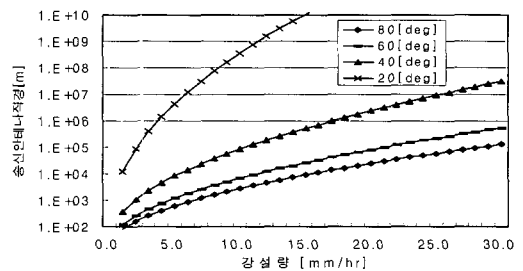


그림 21. 상향링크에서 난층운 의한 경우에 따른 지구국 안테나 직경

Fig. 21. Transmitting antenna diameter on the up-link vs. Precipitation in snow with nimbo-stratus cloud.

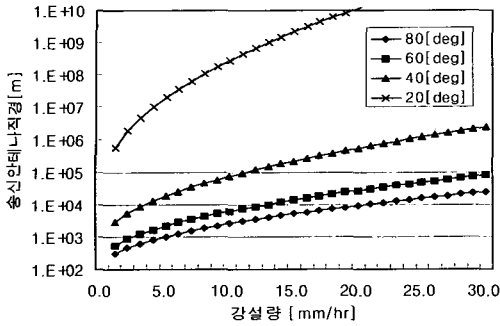


그림 22. 상향링크에서 적란운 의한 강설에 따른 지구국 안테나 직경  
 Fig. 22. Transmitting antenna diameter on the up-link vs. Precipitation in snow with cumulo-stratus cloud.

그림18~그림22는 상향 링크시 기상상태에 따른 수치 해석 결과의 그림이다. 그림18은 안개 및 헤이즈에 의한 가시도에 따른 송신 안테나의 직경을 표시한 것으로 가시도 300 [m] 이하이고, 양각이 50° 이하인 경우는 안테나의 설계가 곤란한 것을 알 수 있다.

구름의 종류 중 적란운에 의한 경우, 강설에서의 결과보다 난층운에 의한 경우, 강설에 의한 결과가 지구국 안테나 설계가 용이하다.

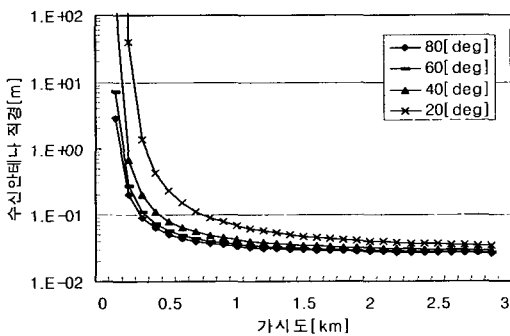


그림 23. 상향링크에서 안개 및 헤이즈에 따른 송신 안테나의 직경  
 Fig. 23. Transmitting antenna diameter on the down-link vs. Visibility of fog and haze.

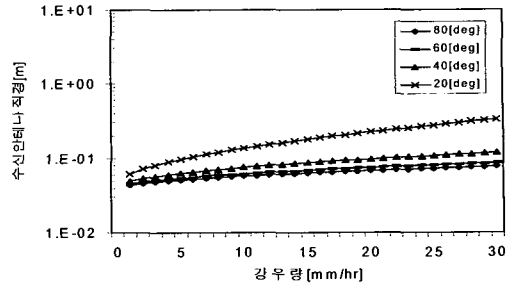


그림 24. 하향링크에서 난층운 의한 강우에 따른 지구국 안테나 직경  
 Fig. 24. Transmitting antenna diameter on the down-link vs. Precipitation in rain with nimbo-stratus cloud.

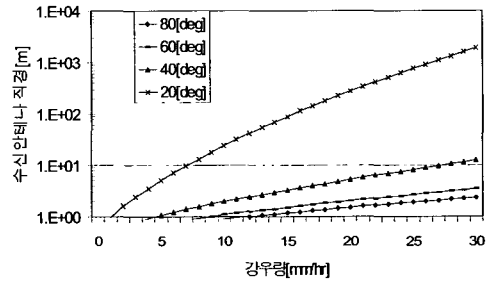


그림 25. 하향링크에서 적란운 의한 강우에 따른 지구국 안테나 직경  
 Fig. 25. Transmitting antenna diameter on the down-link vs. Precipitation in rain with cumulo-stratus cloud.

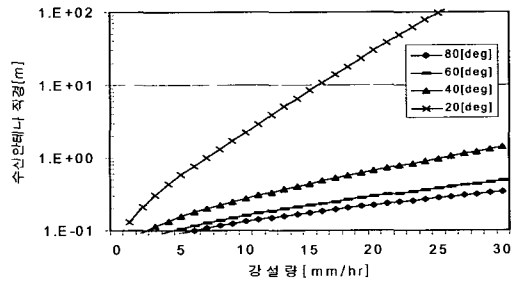


그림 26. 하향링크에서 난층운 의한 강설에 따른 지구국 안테나 직경  
 Fig. 26. Transmitting antenna diameter on the down-link vs. Precipitation in snow with nimbo-stratus cloud.

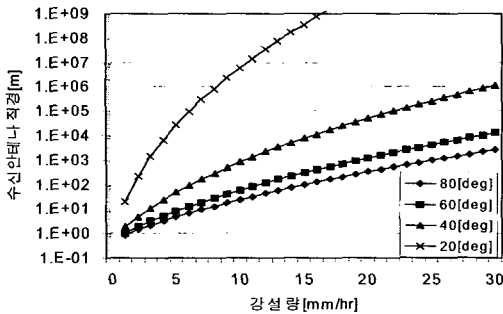


그림 27. 하향링크에서 적란운 의한 강설에 따른 지국 안테나 직경

Fig. 27. Transmitting antenna diameter on the down-link vs. Precipitation in snow with cumulo-stratus cloud.

그림23~그림27은 하향 링크시 기상 상태에 따른 수치해석 결과이다. 하향링크의 경우는 상향링크의 경우보다 더 나은 결과를 나타낸다. 그림23은 가시도 100[m] 이상이면 안개에 영향을 거의 받지 않는 상태에서 안테나를 설계할 수 있음을 보여 준다. 그림24, 그림25은 강우에 의한 결과로서 난층운에 의한 강우시는 크게 영향을 받지 않지만, 적란운에 의한 강우시 강우량이 13[mm/hr] 이상이고 20° 이하의 양각에서는 안테나 설계를 곤란하다. 그림26, 그림27은 강설에 의한 결과로서 난층운의 경우 200 [mm/hr] 이상, 양각은 20° 이하에서 안테나 설계가 곤란하며, 적란운의 경우 12 [mm/hr] 이상, 80° 이하이면 안테나 설계가 곤란하다.

## V. 결론

본 논문은 레이저를 이용하여 지상과 지상간 또는 지상과 위성간의 통신링크를 광무선통신시스템으로 구축할 때, 통신성능을 크게 저하시키는 대기교란과 대기산란의 영향을 각각 연구하였다.

먼저, 대기의 교란강도를 측정하기 위해서, 굴절을 구조상수를 측정하는 장비를 제작하고, 측정된 대기교란 효과에 의해 발생하는 페이딩효과를 극복하기 위해서 오류정정 성능이 우수한 길쌈부호와 비터비복호를 이용하고, 연접오류(burst error)의 발생을 억제하기 위한 블록 인터리버와 디인터리버를 사용하여, 부반송파를 이용한

IM/DD 광무선통신시스템을 제작, 실험하였다.

이 실험의 결과로서, 길쌈부호와 비터비복호를 사용하여 100[m]의 무선교란대기채널에서 2[dB]정도의 부호이득을 통한 성능개선을 얻을 수 있었다. 대기채널의 거리를 수[km]로 한다면, 좀더 높은 부호이득을 얻을 수 있으며, 적절한 깊이의 인터리버의 사용과 광무선 송수신기의 부반송파 주파수를 높이고 자동이득조정기(AGC), 연성판정회로가 첨가되면 더 나은 성능을 가진 시스템을 구현할 수 있다.

또한, 대기산란의 영향을 살펴보기 위해서 지구국과 정지궤도위성 간의 무선광통신시스템을 모델링하여, 안개, 해일즈, 비, 눈 등의 기상상태에 의존하는 대기산란 효과를 수치해석하였다. 통신링크의 모델링은 빔강도변화(Beam Scintillation)와 공간간섭효과(Spatial Coherence degradation)의 현상을 보이는 상향링크와 빔편향과 이미지 표동(Image Dancing) 등의 현상을 보이는 하향링크로 나누어 각각 모델링 하였고, 통신시스템의 설계조건을 오류확률이 10<sup>-9</sup>, 전송율이 1[Gbps]일 경우로 설정하여, 강우량, 강설량, 가시도에 따른 지구국 안테나의 직경으로 광무선통신시스템의 성능을 표현하였다.

수치해석의 결과, 광무선통신시스템의 성능은 하향링크보다는 상향링크에 의해서 제한됨을 알 수 있으며, 이러한 원인은 상향링크에서 발생하는 빔편향효과가 하향링크의 공간간섭 효과에 의한 손실보다 크기 때문이다. 또한, 대기상태에 따른 광통신시스템의 성능을 살펴보면, 강설, 강우, 안개의 순서로 성능제한을 받으며, 이는 대기에 존재하는 물입자의 상태에 의한 산란감쇠계수의 변화에 따른 것이다.

차후 연구과제로는 정보전송률이 높은 경우, 교란대기의 페이딩에 대한 특성연구와 적절한 인터리버 깊이를 제공하기 위한 연접에러길이의 분포에 대한 연구가 필요하며, 광신호가 전파하는 여러 대기상태의 분산에 대해서도 연구가 이루어져야 한다. 또한, 폭우나 폭설시의 산란감쇠에 강한 광원이나 채널부호를 개발하여, 정지궤도위성과 지구국 간의 고속통신이 이루어질 수 있도록 대기현상을 극복하는 것이다.

## 참고 문헌

[1] K. A. Winick, "Atmospheric Turbulence-Induced Signal Fades on Optical Heterodyne



- Communication Links," *Appl. Opt.*, Vol. 25, pp. 1817-1825, June, 1996
- [2] Rober M. Gadliardi, Sherman Karp, *Optical Communications*, New York: John-Wiley & Sons, 1995
- [3] William K. Pratt, *Laser Communication Systems*, John-Wiley & Sons, 1969
- [4] J. I. Davis, "Consideration of Atmospheric Turbulence in Laser System Design," *Applied Optics*, Vol. 5, No. 1, January, 1996
- [5] V.I. Tartarski, "Wave Propagation in a Turbulent Medium McGraw-Hill, 1961
- [6] G. Waldman and J. Wootton, *Electrop-Optical Systems Performance Modeling*, Artech House, 1993
- [7] C. C. Chen, "Attenuation of Electromagnetic Radiation by Haze, Fog, Clouds, and Rain," Report R-1694-PR, The Rand Corp., April, 1975
- [8] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*, McGraw-Hill, 1984
- [9] CHIEN-CHUNG CHEN, "Performance Analysis of Noncoherently Combined Large Aperture McGraw-Hill, 1995 Optical Heterodyne Receiver," *IEEE Trans Commun*, Vol. 38, pp. 1013-1021, July, 1990
- [10] Proakis, *Digital Communications*, 3rd Ed,
- [11] Stephen B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice-Hall, 1995
- [12] S. Lin and D.J. Costello Jr. *Error Control Coding, Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, 1983
- [13] Ting-i Wang, G. R. Ochs, and S. F. Clifford, "A Saturation-Resistant Optical Scintillometer to Measure  $C_n^2$ ," *J. Opt. Soc. Am.*, Vol. 68, No. 3, March, 1978
- [14] Anna Consortini, F. Cochetti, J. H. Chumside, and R. J. Hill, "Inner-Scale Effect on Irradiance Variance Measured for Weak to Strong Atmospheric Scintillation," *J. Opt. Soc. Am.*, Vol. 10, No. 11, November, 1993
- [15] Stephen G. Lambert and William L. Casey, *Laser Communication in Space*, Artech House, 1995
- [16] John Gowar, *Optical Communication Systems*, Prentice-Hall, 1984
- [17] M. Richharia, *Satellite Communications Systems Design Principles*, McGraw-Hill, 1995
- [18] 한중석, 이준구, 정진호, 김영권, "BISDN용 광위성 통신 업링크의 양각에 따른 송신안테나 최적 설계에 관한 연구," *대한전자공학회지* Vol. 32, A권, pp. 1382-1390, 10월, 1995
- [19] 진년강, *아날로그와 디지털 통신*, 청문각, 1990
- [20] Morris Katzman, Ed, *Laser Satellite Communications*, Prentice-Hall, 1987
- [21] John J. Degnan and Bernard J. Klein, "Optical Antenna Gain. 2 : Receiving Antennas," *Applied Opt.*, Vol. 13, No. 10, October, 1974

저 자 소 개

金 暎 權(IEEE Korea Council Chairman)  
 第1卷 第1號 논문 97-01-14 참조.  
 현재 건국대학교 전기·전자공학부 교수.



金 載 平(正會員)  
 1994년 2월 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1997년 현재 대림전문대학 전자과 조교수. 주관심 분야는 대기광통신, 디지털통신, 집적공학 등임.

鄭 鎮 鎬(正會員) 第1卷 第1號 논문 97-01-06 참조.  
 현재 호서대학교 전기전자제어공학부 부교수.

金 仁 鎬(正會員)

1990년 2월 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1997년 현재 KIST 주임연구원. 주관심분야는 대기 광통신, 광파통신, 디지털통신 등임.

韓 宗 碩(正會員) 第1卷 第1號 논문 97-01-14 참조.

현재 테이콤 종합연구소 주임연구원.



洪 權 義 (正會員)

1997년 2월 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학사). 1997년 현재 김포전문대학 전자과 교수. 주관심분야는 대기광통신, 광파통신, 집적광학 등임.