

교란 대기하에서 광위성통신용 광헤테로다인 수신기 최적 설계에 관한 연구

(The Optimum Design of Optical Heterodyne Receiver used on Optical Satellite Communication under Turbulent Atmosphere)

韓宗碩*, 鄭鎮豪**, 金映權***

(Jong Seok Han, Jean Hou Jeong and Yung Kwon Kim)

要約

위성을 이용한 국제 BISDN망 구축시, 많은 화상, 음성, 데이터 정보를 전송하기 위해서는 반송자로서 대역폭이 넓은 레이저를 이용해야만 한다. 오늘날 선진국에서는 위성간 광통신이 이론적, 실제적인 면에서 발전되어 왔다. 그러나 위성-지구국간의 광통신은 대기의 흡수, 산란, 교란에 의해 장애를 받는다. 본 논문에서는 정지궤도 위성과 지구국 사이의 위성통신 링크에서 광원으로 50mW AlGaAs 반도체 레이저를 사용하였고, 1Gbps의 정보를 2진 FSK 변조방식으로 전송하였다. 비가간섭적으로 조합된 광헤테로다인 수신기의 양각에 따른 BER를 살펴보고, BER이 10^{-9} 이하가 되기 위해 필요한 광헤테로다인 수신소자의 조합 갯수와 수신기의 전체 직경을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 살펴보았다. 양각이 증가함에 따라 BER 및 광헤테로다인 수신기의 수가 감소하며, 동일한 수의 수신소자를 사용하는 지역에서는 양각이 증가함에 따라 수신기의 전체 직경은 증가하지만 반대로 BER는 감소함을 알 수 있었다.

Abstract

In the international BISDN used satellite, the laser that has large BW has to be used as a carrier for transmitting a lot of visual, vocal, and data information. Interoptical satellite communication has now developed in theoretical and practical aspects. But the optical communication, between satellite and earth station, is hindered by atmospheric absorption, scattering, and turbulence. In this paper, it was supposed that 1Gbps information was transmitted by binary FSK and 50mW AlGaAs semiconductor laser was used as a optical source in the satellite communication link between geosynchronous orbit satellite and earth station. We analyzed the BER and the entire diameter of the noncoherently combined optical heterodyne receiver as elevation angle, and determined the number of the optical heterodyne receivers, which is necessary for the BER of the receiver to be less than 10^{-9} by computer simulation under the clear weather condition. It is shown that the BER and the number of the optical heterodyne receivers decrease as the elevation angle increases. In the region used the same number of the optical heterodyne receivers, it is shown that the entire diameter of the receiver increases but the BER decreases as the elevation angle increases.

*學生會員, ***正會員, 建國大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., KonKuk Univ.)

**正會員, 湖西大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., HoSe Univ.)
接受日字: 1992年 12月 14日

I. 서론

II. 비가간섭적 조합 광헤테로다인 수신방식

오늘날의 통신 시스템은 음성 뿐만 아니라 화상, 데이터의 전송을 위해 광대역 ISDN 이 요구되고 있다. 그러나 반송자로서 마이크로파를 사용하는 현재의 무선통신 방식으로는 정보전송 대역의 한계 때문에 위성을 이용한 국제간 광대역 ISDN 이 불가능하며, 이동통신의 경우 주요 서비스가 음성신호로 국한된다.

따라서, 차세대 통신에서는 이러한 문제점을 극복하기 위하여 반송자로서 정보전송 대역이 넓은 광을 사용하지 않으면 안될 것이다. 이미 미국에서는 미 항공우주국(NASA), M.I.T 링컨 연구소를 비롯한 여러 대학 및 연구소에서 이에 대한 연구가 활발히 진행 중에 있다.^[1-6]

그러나, 반송자로서 광을 사용하는데도 문제점이 없는 것은 아니다. 레이저광은 대기중을 전파시 대기에 의한 흡수, 산란, 교란 등으로 인하여 영향을 받는다.^[7] 이들 중에서 대기의 흡수에 의한 영향은 광원의 파장을 잘 선택하면 극복할 수 있다.^[5] 맑은 날씨에서 광신호는 주로 교란에 의해 영향을 받게 되고, 안개, 비, 눈 등의 흐린 날씨에서는 산란에 의해 주로 영향을 받게 된다.^[1] 따라서, 대기효과에 의해 영향을 받는 광신호는 기상조건에 따라 교란과 산란을 독립적으로 적용하여 분석해야만 한다.

1990년 CHIEN-CHUNG CHEN 의 연구 논문에 의하면 지상 광통신에서 교란대기에 의한 광신호의 위상, 진폭의 섭동현상은 각 수신소자의 직경이 교란대기에 의한 위상 가간섭 길이(Phase Coherence Length)가 되도록 설계된 비가간섭적으로 조합된 광헤테로다인 수신기를 사용하면 보상될 수 있다.^[4]

따라서, 본 논문에서는 차세대통신 중 가장 중요한 부분이 될 위성을 이용한 국제간 광대역 ISDN 의 실현을 위해 필수적인 요소가 되는 정지궤도 위성-지상간 광위성통신 링크에 대해 모델링하였으며, 대기효과 중 흡수와 교란효과를 고려하였다. 광원으로 50mW AlGaAs 반도체 레이저를 사용하고 2 진 FSK 변조방식에 의하여 1Gbps 정보를 전송시, 비트 오류율이 10⁻⁹ 이하가 되기 위해 필요한 仰角에 따른 광헤테로다인 수신기의 광수신소자의 최적 갯수와 수신기 전체의 최적 직경을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 구함으로써, 교란대기하에서 위성을 이용한 국제간 광대역 ISDN 시스템에서 위성의 仰角에 따른 광헤테로다인 수신기 설계의 최적화를 위한 데이터를 제공하였다.

렌즈 배열과 광수신소자들의 배열로 수신 구경을 분할한 비가간섭적으로 조합된 (incoherently combined) 광헤테로다인 수신기의 구조는 그림1과 같다. 이러한 시스템은 교란이 존재하지 않는 대기에서는 단일 구경의 수신기에 비해 성능이 떨어지지만, 교란이 존재하는 대기에서는 오히려 성능이 향상되는 잇점을 가지고 있다.^[4] 또한, 경비면에서도 단일 구경의 수신기에 비해 경제적이다. 그림1의 비가간섭적으로 조합된 광헤테로다인 수신기의 신호 대 잡음비(SNR:Signal to Noise Ratio)는 다음과 같이 주어진다.^[4]

$$\rho_c = N \cdot \frac{\left(E[U_k | signal] - E[U_k | no - signal] \right)^2}{\text{Var}[U_k | signal] + \text{Var}[U_k | no - signal]} \quad (1)$$

여기서,

- U_k : 각각의 복조기 출력
- $E(U_k | X)$: 변수 U_k 의 조건 X 에 대한 조건부 평균
- $V(U_k | X)$: 변수 U_k 의 조건 X 에 대한 조건부 분산
- N : 조합된 수신소자의 갯수
- 확률밀도 $P(U_k)$ 에 대한 1차, 2차모멘트는 다음과 같고 같다.^[4]

$$E[U] \leq \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \exp(-\bar{b}) \cdot {}_1F_1(3/2, 1, \bar{b}) \quad (2)$$

여기서, ${}_1F_1(3/2, 1, b)$: 축퇴 과거하 함수(degenerated hypergeometric function)

\bar{b} : 포락선 복조기의 신호 대 잡음비의 양상불 평균

$$E[U^2] = \int_0^\infty (1+b) \cdot P(b)db = 1 + \bar{b} \quad (3)$$

(2)식, (3)식을 (1)식에 대입하면 교란대기하에서 비가간섭적으로 조합된 광 헤테로다인 수신기 출력의 신호 대 잡음비(SNR) ρ_c 의 상한은 다음 식으로 주어진다.

$\bar{b} \ll 1$ 일 경우

$$(\rho_c)_{up} = N \cdot \frac{\pi / 4(\bar{b} / 2 - \bar{b}^2 / 16)^2}{(2 + \bar{b})(1 - \pi / 4) - \pi \bar{b}^2 / 32} \quad (4)$$

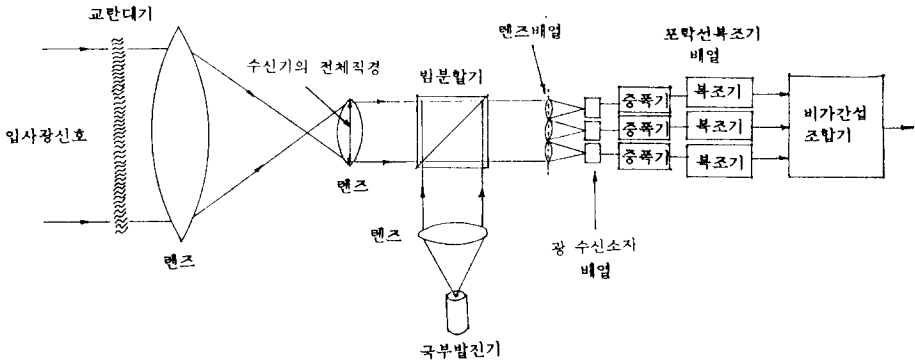


그림 1. 분할된 구경을 갖는 비가간섭적으로 조합된 광헤테로다인 수신기
Fig. 1. Noncoherently combined receiver with segmented aperture.

$\bar{b} \ll 1$ 일 경우

$$(\rho_c)_{up} = N \cdot \frac{\left[\sqrt{1+\bar{b}} \left\{ 1 - \frac{(1+2\bar{b})}{8(1+\bar{b})^2} \right\} - \sqrt{\pi/2} \right]^2}{1 - \pi/4 + \frac{(1+2\bar{b})}{4(1+\bar{b})}} \quad (5)$$

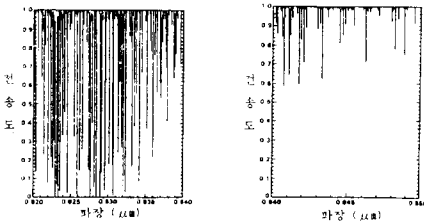
여기서, \bar{b} 은 교란대기하에서 단일 구경 수신기의 SNR 의 변화에 대한 앙상블 평균이다.

Ⅲ. 광헤테로다인 위성통신 링크의 모델링

1. 대기효과

1) 흡수

광파가 대기 내를 통과할때 대기입자에 의해 에너지 흡수가 발생한다. 그림2의 지구국-위성간 링크에서 대기흡수에 의한 광신호의 에너지 손실 정도로부터 이러한 흡수현상은 광원의 파장에 크게 의존하므로 파장을 잘 선택 하면 흡수효과를 줄일 수 있음을 알 수 있다.^[5]



(a) 820-840 nm (b) 840-850 nm

그림 2. 대기의 흡수 스펙트럼

Fig. 2. Absorption spectral line plot.

대기에 의한 흡수는 기후 조건의 함수로써 기후 조건에 따라 변화하지만 흡수가 일어나는 파장은 변화하지 않으며, 파장이 0.8 ~ 0.9 μ m인 대역에서의 흡수는 주로 수증기에 의해 발생한다. 그림2는 구름이 없는 전형적인 맑은 날씨상태에서의 자료로써, 8200 ~ 8380 Å에서는 강한 흡수가 일어나지만, 8380 ~ 8500 Å에서는 흡수가 약해지며, 이때 흡수에 의한 손실은 2.4 dB 이하이다.

2) 산란

산란현상은 흡수현상보다 훨씬 가변적이며 광파가 산란입자를 진동시킬 때 발생한다. 산란에 의한 손실은 가시광선 근처의 영역에서는 파장에 의존하기 보다는 가시도에 크게 의존한다. 이때 산란을 일으키는 요인은 크게 세가지로 분류된다.

- 1) 먼지입자에 의한 산란
- 2) 안개에 의한 산란
- 3) 비에 의한 산란
- 3) 교란

교란은 맑은 대기상태에서 1~2 $^{\circ}$ C 정도의 온도의 작은 변화에 의하여 공기의 굴절율이 연속적으로 불규칙하게 변화되는 상태로써, 주로 태양에 의한 대기 가열, 바람과 대류현상에 의한 공기의 와류에 의해 발생하며, 수신되는 광신호의 진폭, 위상, 도착 각도 등의 섭동을 일으키고 빔을 퍼뜨린다. 광 위성통신 시스템은 맑은 대기상태에서는 교란에 의해 지배되고 흐린 대기상태에서는 산란에 의한 지배를 받는다.^[1] 따라서, 대기의 상태에 따라 교란과 산란을 독립적으로 적용 해석하여야 한다.

교란대기상태에서 대기의 굴절율 $n(h, x)$ 은 높이 h 와 거리 x 의 함수이다. 교란대기에 관한 통계적 성질은 Kolmogorov에 의해 연구되어졌으며, 대기의 굴절율의 2차 모멘트는 다음 식과 같이 나타난다.^[6]

$$[n(h, X) - n(h', X')]^2 = C_n^2 \cdot \left[\frac{h+h'}{2} \right] \cdot [X - X'|^2 + |h-h'|^2]^{5/3} \quad (6)$$

여기서, $C_n^2(h)$ 는 굴절율 구조함수로서 높이 h 에 따라 그림3과 같이 나타난다.^[5]

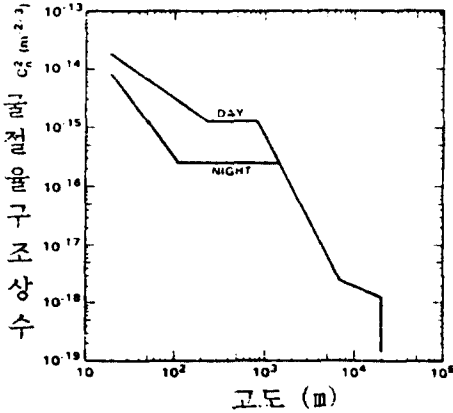


그림 3. 굴절율 구조함수 프로파일
Fig. 3. Refractive-index structure function profiles.

굴절율 구조함수 $C_n^2(h)$ 는 하루 중 시간, 계절, 지역적 대기조건에 따라 변하는 값이다. 그림3은 Rome Air Development Center에서 주어진 자료로써 하루 중 시간에 따라 변하는 값을 낮과 밤으로 나누어 평균을 취한 값이다.

2. 맑은 대기하에서 광위성통신 링크 모델링
광헤테로다인 위성통신 링크는 광헤테로다인 수신기를 사용한 위성통신 링크로서 Up-link와 Down-link로 구성되며 그림4와 같다.

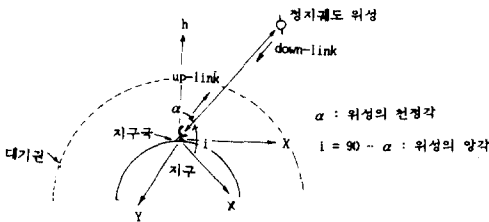


그림 4. 광헤테로다인 위성통신링크
Fig. 4. Optical heterodyne satellite communication link .

그림4의 위성통신 링크에서 Up-link와 Down-link시 광신호는 대기를 통과할 때 흡수, 교란 혹은 산란의 영향을 받게 되나, 본 논문에서는 맑은 대기 상태하에서 광위성통신을 하므로 광신호는 주로 흡수와 교란의 영향을 받는다.

교란대기체질의 특성을 나타내는 대기구조함수 $D(r, r')$ 는 그림3과 같은 교란대기하에서는 위상구조함수 $D[\Phi(x_1-x_2)]$ 로 대체할 수 있다.^{[5] [6]}

광위성통신 링크에서의 위상구조함수는 다음 식으로 주어진다.^[7]

$$D[\phi(X - X')] = 6.88 \times (|X - X'|/r_i)^{5/3} \quad (7)$$

여기서, r_i 는 교란에 의해 유도된 횡방향의 가간섭 길이로서 다음 식으로 나타낸다.

$$r_i = \left[0.423 [\sec^2(90^\circ - i)] \cdot \left[\frac{2\pi}{\lambda} \right]^2 \cdot \int_0^\infty C_n^2(h) dh \right]^{-3/5} \quad (8)$$

여기서, i : 위성의 양각
안테나 이론^[3]에 따르면, 공간손실에 해당하는 기본적인 전송손실 L 은 다음과 같다.

$$L = \left[\frac{4\pi\ell}{\lambda} \right]^2 \quad (9)$$

여기서, λ : 광원의 파장
 ℓ : 송수신기간의 거리
전송 안테나 이득 G_T 는 다음 식과 같다.

$$G_T = \frac{4\pi A_T}{\lambda^2} \quad (10)$$

여기서, A_T : 전송안테나의 면적
수신 안테나 이득 G_R 는 다음 식과 같다.

$$G_R = \frac{4\pi A_R}{\lambda^2} \quad (11)$$

여기서, A_R : 수신 안테나의 면적
따라서, 위성통신 링크에서 수신된 신호의 전력은 다음 식과 같다.

$$P_n = (G_T \cdot G_R \cdot P_t) / L = \frac{A_T \cdot A_R \cdot P_t}{(\lambda\ell)^2} \quad (12)$$

여기서, ℓ : 위성과 지국간의 거리
 P_t : 전송 전력
 P_n : 수신 전력

그림5은 정지궤도 위성과 지구상의 임의 지점에 위치한 지구국간의 거리를 나타낸다.

정지궤도 위성과 지구국간의 거리(l)은 다음 식으로 근사시킬 수 있다.

$$l = l_1 + l_2 = [20 + 35772] \cdot \sec(90^\circ - i) \cdot 10^3 \text{ [m]} \quad (13)$$

그림2로부터 광원의 파장이 838 - 850 [nm] 사이에서의 대기의 전송도는 0.6 이상이다. 따라서 대기의 전송도 0.6 을 고려하면 거리 l_1 에서의 공간손실 L 은 $(10/6)L$ 으로 증가해야 하며 이것이 만족되기 위해서는 (9)식으로부터 l_1 의 값이 $\sqrt{\frac{10}{6}}l_1$ 으로 바뀌어야 한다. 따라서, 이러한 조건하에서는 (9)식은 다음식으로 고쳐 쓸 수 있다.

$$L = \left[\frac{4\pi}{\lambda} \left[\sqrt{\frac{10}{6}}l_1 + l_2 \right] \right]^2 \quad (14)$$

(13), (14)식을 (12)식에 대입하면 광위성통신 링크에서 仰角에 따라 수신되는 전력은 다음식으로 된다.

$$P_r = \frac{A_T \cdot A_R}{\lambda^2 \left[\left\{ \sqrt{\frac{10}{6}} \cdot 20 + 35772 \right\} \times \sec(90^\circ - i) \cdot 10^3 \right]^2} \cdot P_t \quad (15)$$

3. 광신호의 仰角에 따른 BER

교란대기하에서 단일구경 수신기의 SNR변화에 대한 양상불 평균을 취하면 다음 식이 된다.

$$\bar{b} = b_o \frac{\pi \cdot r_i^2}{4} \cdot \psi(D/r_i) \quad (16)$$

$$\psi(x) = \frac{32}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\cos^{-1} u - u(1-u^2)^{1/2} \right] e^{-\{3.44(xu)^{0.93}\}} du \quad (17)$$

여기서, D 는 수신기의 직경이고 $u=r/D$ 이다.

교란대기하에서의 광신호의 위상, 진폭의 섭동현상은 개개의 직경이 교란대기에 의한 가간섭 길이가 되도록 설계된 비가간섭적으로 조합된 광헤테로다인 수신기를 사용하면 보상된다. [4] 따라서, 교란효과를 보상하는 최적의 수신기 설계시, 교란에 의해 발생하는 수신기의 신호 대 잡음비의 랜덤한 변화에 대한 평균값은 다음 식과 같이 주어진다.

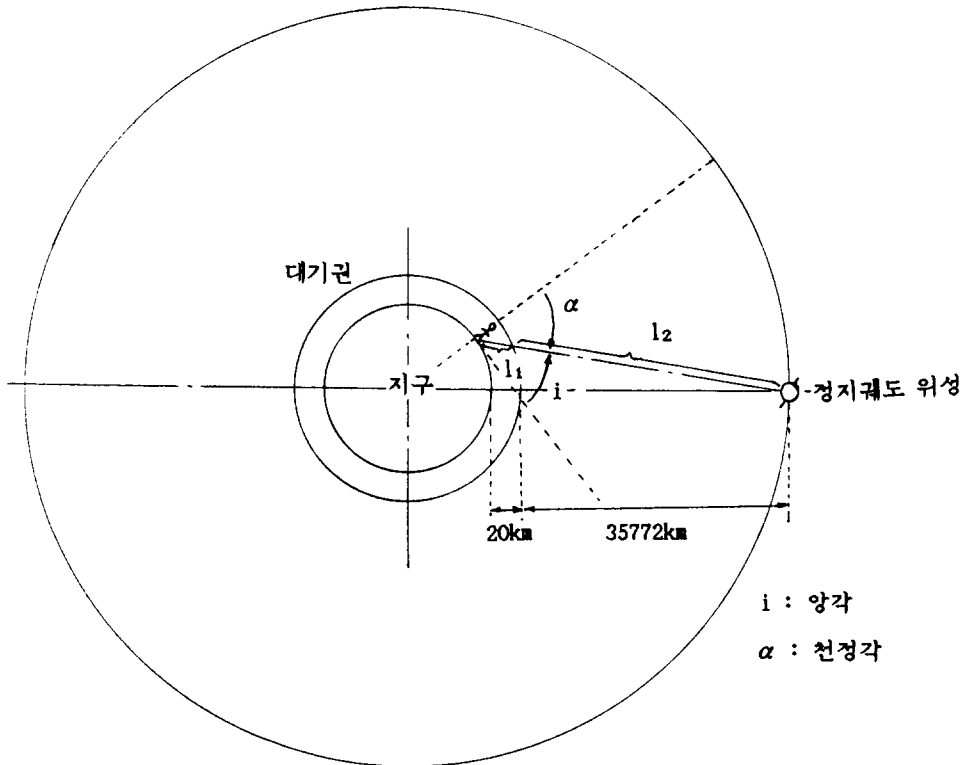


그림 5. 정지궤도 위성과 지구국간의 거리

Fig. 5. Distance between earth-station in any position and synchronous satellite.

$$\bar{B} = b_o \cdot \frac{\pi \cdot r_i^2}{4} \cdot \psi(1) \tag{18}$$

여기서,

$$\psi(1) = \frac{32}{\pi} \cdot \int_0^1 u \cdot [\cos^{-1} u - u(1-u^2)^{1/2}] \cdot e^{-(3.44u^{3.5})} du = 0.445$$

이고

$$b_o = \frac{\eta \cdot P_n \cdot T_s}{h \cdot \nu \cdot A_R} \quad : \text{단위 면적당 SNR}$$

이므로, (18)식은 다음 식과 같다.

$$\bar{B} = 0.445 \cdot \frac{\eta \cdot P_n \cdot T_s}{h \cdot \nu} \tag{19}$$

여기서, η : 광검출기의 양자화 효율

h : Plank 상수

ν : 광원의 주파수

T_s : 전송신호의 주기

교란대기하에서, 비가간섭적으로 조합된 수신기의 SNR ρ_c 은 (4), (5)식과 같다. 이때 수신기의 직경D가 광신호의 교란에 의한 가간섭길이 r_i 와 일치 할 때는 ρ_c 의 상한값과 하한값이 일치하므로^[1] (ρ_c)_{up}값을 c 값으로 대체할 수 있다.

따라서 (4), (5)식으로부터 교란대기하에서 비가간섭적으로 조합된 수신 기의 SNR은 다음 식으로 다시 표현된다.

$\bar{B} \ll 1$ 일경우

$$(\rho_c) = N \cdot \frac{\pi/4(\bar{B}/2 - \bar{B}^2/16)^2}{(2 + \bar{B})(1 - \pi/4) - \pi\bar{B}^2/32} \tag{20}$$

$\bar{B} \gg 1$ 일경우

$$(\rho_c) = N \cdot \frac{\left[\sqrt{(1 + \bar{B})} \left\{ 1 + \frac{(1 + 2\bar{B})}{8(1 + \bar{B})^2} \right\} - \sqrt{\pi/2} \right]^2}{1 - \pi/4 + \frac{(1 + 2\bar{B})}{4(1 + \bar{B})}} \tag{21}$$

광신호를 2진 FSK 변조시키고, N = 1 일때 조합된 수신기의 SNR에 따른 BER는 다음과 같다.^[4]

$$BER = \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{\rho_c}{2}\right] \tag{22}$$

IV. 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과 고찰

1. 광신호의 仰角에 따른 BER

仰角에 따른 광의 위상 가간섭 길이를 구하기 위해 그림3으로부터

$$\int_0^\infty C_n^2(h)dh = \begin{cases} 6.657 \times 10^{-13} & (\text{낮}) \\ 2.357 \times 10^{-13} & (\text{밤}) \end{cases}$$

이다. 이 값을 (8)식에 대입하고, 광원으로는 흡수의 영향을 줄일수 있는 840nm의 파장을 갖는 AlGaAs 반도체 레이저를 사용하면 낮과 밤시간에 각각 仰角 ($i=10^\circ \sim 90^\circ$)에 따른 광의 위상 가간섭 길이는

$$(\text{낮}) r_i = \left[0.423 \sec^2(90^\circ - i) \cdot \left\{ \frac{2\pi}{8.4 \cdot 10^{-7}} \right\}^2 \cdot 6.657 \cdot 10^{-13} \right]^{-3.5} [m] \tag{23a}$$

$$(\text{밤}) R_i = \left[0.423 \sec^2(90^\circ - i) \cdot \left\{ \frac{2\pi}{8.4 \cdot 10^{-7}} \right\}^2 \cdot 2.357 \cdot 10^{-13} \right]^{-3.5} [m] \tag{23b}$$

이다.

위성통신 링크에서 仰角에 따른 수신전력을 구하기 위해 (23)식과 표1의 설계 조건을 (15)식에 대입하면 仰角에 따른 수신 전력은

표 1. Down-Link 와 Up-Link 의 설계 조건
Table 1. Design condition of down-link and up-link.

| | Down Link | Up Link |
|----------------------------|-----------------------------|------------------------------|
| 송신 안테나 면적(A _T) | 1m ² (위성안테나 면적) | ($\pi r_i^2/4$) 지구국 안테나 면적 |
| 수신 안테나 면적(A _R) | ($\pi r_i^2/4$) 지구 안테나 면적 | 1m ² (위성안테나 면적) |
| 송신전력(P _T) | 50 mW AlGaAs 반도체 레이저 사용 | |

$$(\text{낮}) P_n = \frac{5 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{\pi r_i^2}{4}}{(8.4 \cdot 10^{-7})^2 \left[\left\{ \frac{10}{6} \cdot 20 + 35772 \right\} \times \sec(90^\circ - i) 10^3 \right]^2} \tag{24a}$$

$$(\text{밤}) P_n = \frac{5 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{\pi R_i^2}{4}}{(8.4 \cdot 10^{-7})^2 \left[\left\{ \frac{10}{6} \cdot 20 + 35772 \right\} \times \sec(90^\circ - i) 10^3 \right]^2} \tag{24b}$$

이다.

(19)식에서 $\eta = 0.9$ (Avalanch photo diode의 경우), 플랑크 상수 $h = 6.625 \cdot 10^{-34}$ [J/K], 광원의 주파수 $\nu = c/\lambda = (3 \cdot 10^8)/(8.4 \cdot 10^{-7}) = 3.571 \times 10^{14}$

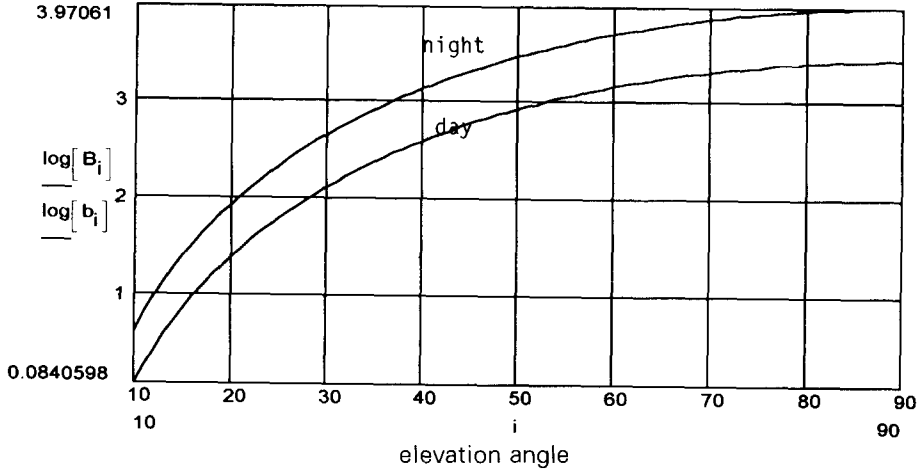


그림 6. 仰角에 따른 수신기의 평균 SNR의 대수적 표현
 Fig. 6. Logarithm of average SNR of receiver as to elevation angle.

[Hz] . 전송신호의 주기 $T_s = 10^{-9}$ [sec] 로 하고, (24)식을 대입하면 교란시 양각에 따른 수신기 SNR의 랜덤한 변동에 대한 평균값은 다음식과 같이 되며, 시뮬레이션 결과는 그림6에 나타나 있다. 이때 2진 FSK 변조 방식을 사용하면 신호의 전송율은 1Gbps가 된다.

$$(낮) \bar{b}_i = \frac{0.445 \times 0.9 \times 10^{-9} \times P_{ri}}{6.625 \times 10^{-34} \times 3.571 \times 10^{14}} \quad (25-a)$$

$$(밤) \bar{B}_i = \frac{0.445 \times 0.9 \times 10^{-9} \times P_{ri}}{6.625 \times 10^{-34} \times 3.571 \times 10^{14}} \quad (25-b)$$

그림6으로부터 仰角이 증가할수록 수신기의 평균 SNR 이 증가함을 알 수 있다. 그리고 SNR 이 모든 仰角(10° ~ 90°)에 대해 항상 1 이상이며, 밤시간이 낮시간 보다 큼을 알 수 있다.

교란대기하에서, 비가간섭적으로 조합된 수신기의 SNR은 (25)식을 (20)식, (21)식에 대입함으로써 다음 식과 같이 된다.

$$(낮) ssnr_i = N \cdot \frac{\pi / 4 (\bar{b}_i / 2 - \bar{b}_i^2 / 16)^2}{(2 + \bar{b}_i)(1 - \pi / 4) - \pi \bar{b}_i^2 / 32} \quad (26a)$$

$$(밤) Ssnr_i = N \cdot \frac{\pi / 4 (\bar{B}_i / 2 - \bar{B}_i^2 / 16)^2}{(2 + \bar{B}_i)(1 - \pi / 4) - \pi \bar{B}_i^2 / 32} \quad (26b)$$

$\bar{b}_i, \bar{B}_i \gg 1$ 인경우의 SNR

$$(낮) lsnr_i = N \cdot \frac{\left[\sqrt{(1 + \bar{b}_i)} \left\{ 1 + \frac{(1 + 2\bar{b}_i)}{8(1 + \bar{b}_i)^2} \right\} - \sqrt{\pi} / 2 \right]^2}{1 - \pi / 4 + \frac{(1 + 2\bar{b}_i)}{4(1 + \bar{b}_i)}} \quad (27a)$$

$$(밤) Lsnr_i = N \cdot \frac{\left[\sqrt{(1 + \bar{B}_i)} \left\{ 1 + \frac{(1 + 2\bar{B}_i)}{8(1 + \bar{B}_i)^2} \right\} - \sqrt{\pi} / 2 \right]^2}{1 - \pi / 4 + \frac{(1 + 2\bar{B}_i)}{4(1 + \bar{B}_i)}} \quad (27b)$$

광신호를 2진 FSK 변조시키고 $N = 1$ 일때 조합된 수신기의 SNR에 따른 비트 오류율을 구하기위해 (26), (27)식을 (22)식에 대입하면 조합된 수신기의 비트 오류율은

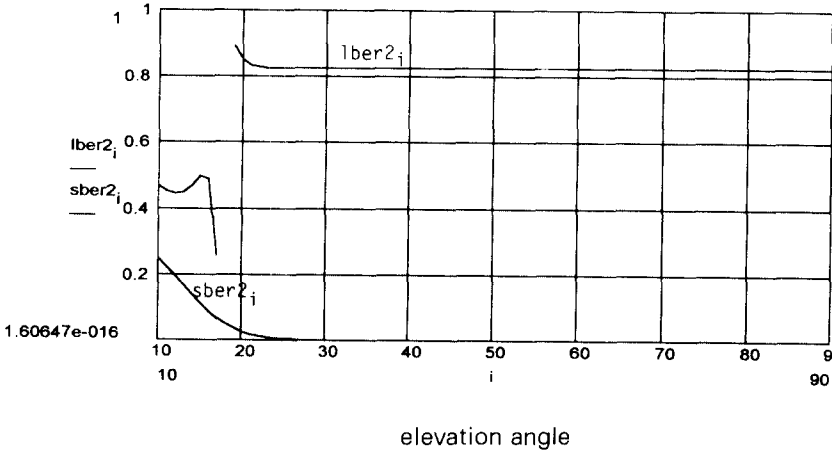
$$(낮) sber2_i = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{lsnr_i}{2} \right] \quad (28a)$$

$$lber2_i = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{ssnr_i}{2} \right]$$

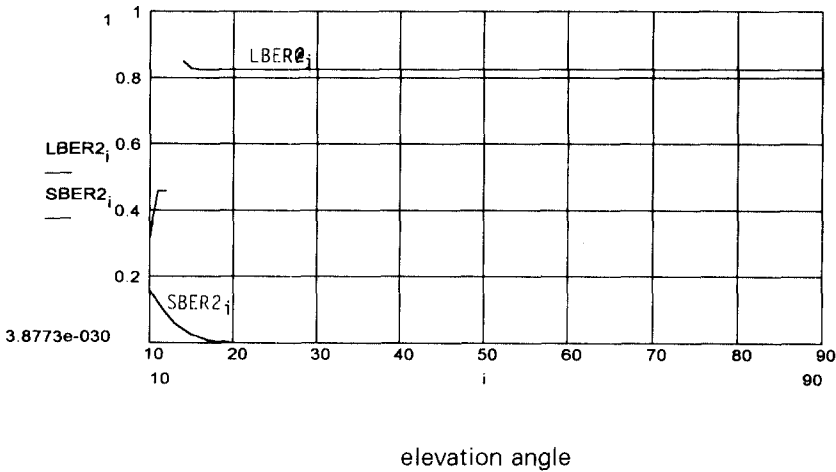
$$(밤) SBER2_i = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{LSnr_i}{2} \right] \quad (28b)$$

$$LBER2_i = \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{SSnr_i}{2} \right]$$

이며, 시뮬레이션 결과는 그림7에 나타나 있다. 그림



(a) 낮시간

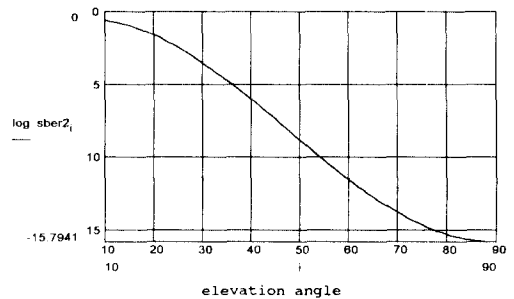


(a) 밤시간

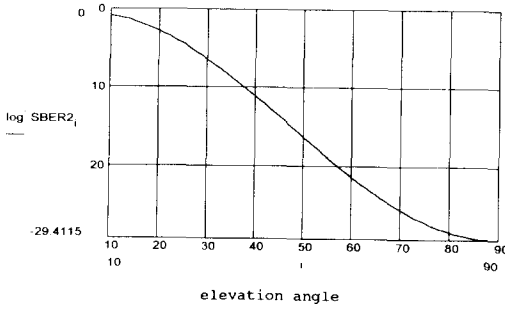
그림 7. 비가간섭적으로 조합된 수신기의 SNR에 따른 비트 오류율
Fig. 7. Bit error rate of Non-coherently combined receiver as SNR.

7은 광신호를 2진 FSK 변조시키고, N = 1 일때 조합된 수신기의 SNR에 따른 비트 오류율(BER)을 나타낸다. 그리고, 그림8은 그림7의 대수적 표현이다.

그림7로부터 $10^\circ \leq i \leq 90^\circ$ 일때, $lber2_i$ 와 $LBER2_i$ 는 적절치 않음을 알수 있다. 그리고 $sber2_i$ 와 $SBER2_i$ 가 적절한 값으로 선택되어 진다. 그림8로부터 2진 FSK변조방식을 사용하고, N = 1 일때 $[sber2_i]_{min} = 10^{-16}$ 이고 $[SBER2_i]_{min} = 10^{-30}$ 이다. 일반 디지털 통신에서는 비트 오류율(BER)이 10^{-9} 이하이면 통신에 큰 지장이 없다.



(a) 낮시간



(b) 밤시간

그림 8. 비가간섭적으로 조합된 수신기의 SNR에 따른 비트 오류율의 대수적 표현

Fig. 8. Logarithm of bit error rate of non-coherently combined receiver as to SNR.

2. 仰角에 따른 광해테로다인 수신기 최적 설계

비트 오류율이 10^{-9} 이하가 되는데 필요한 수신소자 배열갯수의 仰角에 따른 최적치를 구하기 위해 광해 테로다인 위성통신 링크의 송신단에서 2진 FSK 변 조방식을 이용하여 신호를 보내고 수신단에서 N개의 비가간섭적으로 조합된 광해테로다인 수신기를 사용하여 신호를 수신했을 때 발생하는 비트 오류율의 대 수적 표현은 다음 식과 같다.

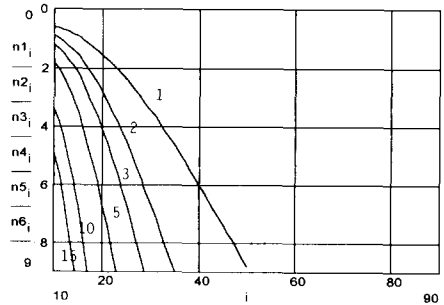
$$(낮) \text{ber}N_i = \log \left[0.5 \cdot \exp \left[-\frac{N \cdot \text{lsnr}_i}{2} \right] \right] \quad (29a)$$

$$(밤) \text{BER}N_i = \log \left[0.5 \cdot \exp \left[-\frac{N \cdot \text{LSNR}_i}{2} \right] \right] \quad (29b)$$

그림9는 비트 오류율이 10^{-9} 이하가 되도록 하는데 필요한 수신소자 배열의 최적치를 仰角에 따라 나타 냈다. 여기서, 가로축은 仰角을 나타내고 세로축은 비트 오류율의 대수적 표현이다. 그리고 곡선위의 수 치는 수신소자 배열의 갯수이다.

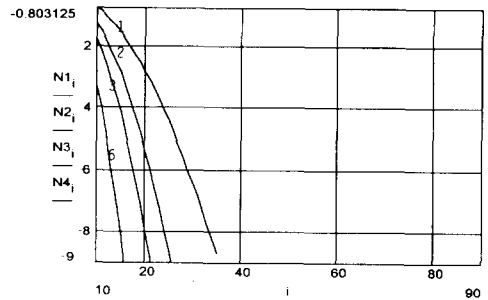
대기의 교란상태가 밤보다 낮에 더 심하게 나타나 므로 낮시간에 맞게 광 해테로다인 수신기를 설계하 면 밤시간에도 충분한 성능을 발휘한다. 그림9 에서 보듯이, 仰角이 50° 근처인 지역에서는 수신소자 1개 를 사용했을 때 낮시간에 10^{-9} 의 비트 오류율을 나타 낸다. 그러나 밤시간에는 비트 오류율이 10^{-9} 보다 훨씬 작아짐을 알 수 있다. 따라서 밤, 낮의 구분이 없 이 안정된 수신을 하기 위해서는 낮시간에 맞게 광해

테로다인 수신기를 설계해야 한다. 단, 이 경우에는 밤시간에 수신기의 효율이 다소 떨어지는 단점이 있 다.



elevation angle

(a) 낮시간



elevation angle

(b) 밤시간

그림 9. 仰角에 따른 수신소자 배열 갯수의 최적치
Fig. 9. Optimal receiver number as to ele- vation angle.

그림9-a에서 보듯이, 비트 오류율이 10^{-9} 이하가 되 도록 하는데 필요한 수신 소자 배열갯수의 최적치는 대략적으로 仰角이 $50^\circ \sim 90^\circ$ 인 지역에서는 1개, $35^\circ \sim 50^\circ$ 인 지역에서는 2개, $30^\circ \sim 35^\circ$ 인 지역에서는 3 개, $23^\circ \sim 30^\circ$ 인 지역에서는 5개, $17^\circ \sim 23^\circ$ 인 지역 에서는 10개, $15^\circ \sim 17^\circ$ 인 지역에서는 15개이다. N개 의 수신소자를 비가간섭적으로 조합했을 때 수신기의

전체 면적을 A_T , 각각의 수신소자의 면적을 A_R 이라 하면

$$A_T = N \times A_R \quad (30)$$

$$\frac{\pi d_i^2}{4} = N \times \frac{\pi d_R^2}{4}$$

따라서, (30)식으로부터 수신기의 전체 직경 d_i 는 다음 식으로 주어진다.

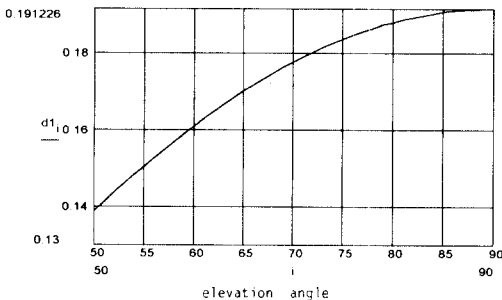
$$d_i = \sqrt{N} \times d_R \quad (31)$$

본 논문에서는 교란대기 효과를 보상하기 위해 각각의 수신소자의 직경(d_R)이 위상 가간섭 길이(r_i)가 되도록 설계하였기 때문에 (31)식에 (23-a)식의 r_i 를 대입하면 仰角에 따른 수신기의 전체 직경(d_i)을 얻을 수 있다.

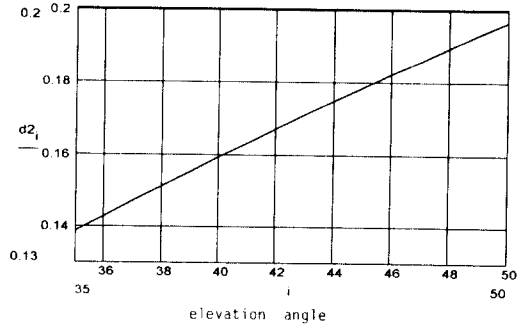
$$d_i = \sqrt{N} \times r_i \quad (32)$$

그림9에서 얻은 N 값을 (32)식에 대입하면 仰角이 $50^\circ \sim 90^\circ$ 인 지역에서는 수신기의 총직경 $d_{1i} = r_i$ 이고, 仰角이 $35^\circ \sim 50^\circ$ 인 지역에서는 $d_{2i} = \sqrt{2} \cdot r_i$, 仰角이 $23^\circ \sim 35^\circ$ 인 지역에서는 $d_{3i} = \sqrt{5} \cdot r_i$, 仰角이 $15^\circ \sim 23^\circ$ 인 지역에서는 $d_{4i} = \sqrt{15} \cdot r_i$ 이다.

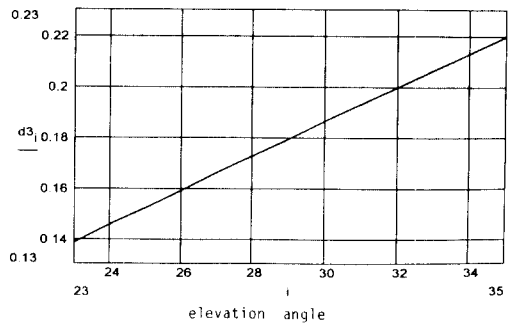
그림10은 仰角에 따른 수신기의 전체 직경을 나타낸다. 가로축은 仰角을 나타내고 세로축은 수신기의 전체 직경을 나타낸다. 그림10-b에서 仰角이 35° 일 때 수신기의 전체 직경은 14cm이고 이때 BER = 10^{-9} 이다. 仰角이 35° 이상일 때는 직경은 증가하지만 BER는 10^{-9} 이하로 감소하여 수신기의 성능이 향상된다.



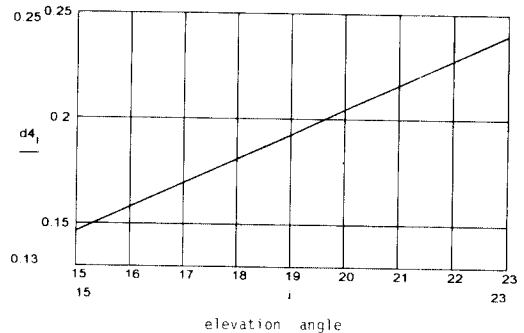
(a) ($N = 1$) 仰角 $50^\circ \sim 90^\circ$ 인 지역



(b) ($N = 2$) 仰角 $35^\circ \sim 50^\circ$ 인 지역



(c) ($N = 5$) 仰角 $23^\circ \sim 35^\circ$ 인 지역



(d) ($N = 15$) 仰角 $15^\circ \sim 23^\circ$ 인 지역

그림 10. 仰角에 따른 수신기 전체의 직경
Fig. 10. The total diameter of receiver as to elevation angle.

V. 결론

교란대기하에서 광신호의 위상, 진폭의 섭동현상은

개개의 직경이 교란대 기에 의한 가간섭 길이가 되도록 설계된 비가간섭적으로 조합된 광헤테로다인 수신기를 사용하면 보상된다. 따라서 본 논문에서는 맑은 날씨의 정지궤도위성-지상간 위성통신 링크에서 광원으로 50mW AlGaAs 반도체 레이저를 사용하고 2진 FSK변조방식에 의한 1Gbps의 정보전송시, 仰角에 따른 비트 오류율(BER) 변화와 비트 오류율이 10^{-4} 이하가 되기 위해 필요한 광헤테로다인 수신소자의 수와 수신기 전체의 직경을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 구하였다.

그 결과 비트 오류율은 仰角이 증가할수록 감소하며, 낮시간 보다는 밤시간에 더 작게 나타난다. 비트 오류율이 10^{-4} 이하가 되기 위해 필요한 광헤테로다인 수신기의 수는 밤과 낮의 값이 각각 다르나, 수신기 설계시는 교란이 강한 낮에 맞추어 설계한다. 수신소자 배열의 수는 仰角이 $50^\circ \sim 90^\circ$ 인 지역에서는 1개, $35^\circ \sim 50^\circ$ 인 지역에서는 2개, $23^\circ \sim 35^\circ$ 인 지역에서는 5개, $15^\circ \sim 23^\circ$ 인 지역에서는 15개를 사용하면 충분하다.

수신기 전체의 직경은 대략 14cm ~ 24cm 사이의 값으로 같은 갯수의 수신기를 사용하는 지역에서는 仰角이 증가할수록 (저위도일수록) 직경이 증가하지만 비트 오류율은 반대로 감소한다.

본 논문에서 제시한 흡수, 교란 효과만을 고려하여 설계한 인공위성 통신용 수신기는 흡수, 산란이 존재하는 흐린 날씨하에서는 통신에 상당히 큰 어려움이 있다. 따라서, 광위성통신이 모든 기후 조건하에서 실용화 되려면 대기의 산란 효과가 반드시 보상되어야 하며 앞으로 이부분에 대한 연구가 요망된다.

參考文獻

- [1] J.W. Strohbehn, "Laser Beam Propagation in the Atmosphere", Springer-Verlag NewYork Heidelberg Berlin, 1978.
- [2] Morris Katzman, "Laser Satellite Communications", Prentice-Hall, 1987.
- [3] John Gowar, "Optical Communication Systems", Prentice-Hall, 1984.
- [4] CHIEN-CHUNG CHEN, "Performance Analysis of Noncoherently combined Large Aperture Optical Heterodyne Receiver", *IEEE Trans Commun*, vol. 38, pp 1013-1021, July 1990.
- [5] K.A. Winick, " Atmospheric turbulence-induced signal fades on optical heterodyne communication links", *Appl. Opt.*, vol.25, pp1817-1825, June 1986.
- [6] D.L.Fried, "Anisoplanatism in adaptive optics", *J. Opt. Soc. Amer.*, vol. 72, p. 52, Jan.1982.
- [7] V.I. Tartarski, " Wave propagation in a turbulent medium", McGrawHill, 1961.
- [8] Y. Yamamoto, T. Kimura, "Coherent optical fiber Transmission system", *IEEE J. Quantum Electron*, vol. QE-17, pp919-934, June 1981.
- [9] 진년강, "아날로그와 디지털 통신", 청문각, 1990.
- [10] George Arfken, "Mathematical methods for Physics", Academic Press.
- [11] A.Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Process", McGraw Hill, 1984.
- [12] Robert L. Douglas, "Satellite Communications technology", PrenticeHall, 1988.
- [13] M. Abramowitz & I.A. Stegun, " Handbook of Mathematical function", National Bureau of Standards.
- [14] D.L. Freid, "Optical heterodyne detection of an atmospherically distorted signal wave front", *Proc. IEEE*, vol. 55, pp57-67, Jan. 1967.
- [15] L.L. Jeromin and V.W.S. Chan, "M-ary FSK Performance of coherent optical communication system using semiconductor laser", *IEEE Trans. Commun*, vol. COM-34, pp1038-1041, Oct. 1986.
- [16] R.L. Fante, " Electromagnetic beam propagation in turbulent media", *Proc. IEEE*, vol. 63, pp1669-1692, Dec. 1975.
- [17] R.S. Lawrence and J.W. Strohbehn, "A survey of clear-air propagation effects relevant to optical communication", *Proc. IEEE*, vol. 58, pp. 1523-1545, Oct. 1970.

著 者 紹 介



韓 宗 碩 (學 生 會 員)

1967年 10月 29日生. 1991年 2月
건국대학교 전자공학과 졸업(공학
사). 1993年 2月 건국대학원 전자
공학과 졸업(공학석사). 1993年 2
月 ~ 현재. 건국대학원 전자공학과
박사과정 재학중. 주관심 분야는 대
기 광통신을 이용한 무선 LAN 및 광 위성통신 등
임.



鄭 鎮 鎬 (正 會 員)

1957年 12月 30日生. 1980年 2月
건국대학교 전자공학과 졸업(공학
사). 1982年 2月 건국대학원 전자
공학과 졸업(공학석사). 1989年 2
月 건국대학원 전자 공학과 박사과정
졸업(공학박사). 1991年 4月 ~ 현
재 호서대학교 조교수. 주관심 분야는 광통신 및
LIDAR 시스템 등임.

金 暎 權 (正 會 員) 第 25 卷 12號 參 照

현재 건국대학교 전자공학과 교수