

# DSRC 시스템의 성능해석 및 개선

## Performance Analysis and Improvement of Dedicated Short Range Communication System

박주남\*, 조성준\*

Ju-Nam Park\* and Sung-Joon Cho\*

### 요 약

본 논문에서는 ITS의 통신 방식인 DSRC 시스템을 실제의 도로규격과 차량의 높이를 적용하여 성능을 분석하였다. DSRC는 LOS 전파특성을 가지므로 물리계층에서는 직접파와 도로면과 건물에서의 반사파를 고려한 2-Ray와 4-Ray로 채널을 모델링하여 각각의 모델별 경로손실을 구하였다. 이를 근거로 DSRC에서의 라이시안 심도를 유도하여 AWGN과 라이시안 페이딩, 임펄스성 잡음과 라이시안 페이딩 채널에서의 시스템 성능을 분석하였다. 그 결과 임펄스 지수가  $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ 일 때 2-Ray 모델에서는 약 80[m], 4-Ray 모델에서는 약 40[m] 이후의 거리에서부터는 BER이  $10^{-6}$ 이하로 성능이 열화되었고 이를 개선하기 위하여 BCH 부호화 기법과 MRC 다이버시티 기법을 적용하여 시스템의 성능을 분석하였다.

### Abstract

In this paper, performance of DSRC systems is analyzed with considering the real roads and height of vehicles. The channels are modeled as 2-Ray and 4-Ray with a direct wave and reflected waves by a road and buildings in a physical layer because DSRC keeps LOS propagation characteristics, and the path loss for each model is calculated respectively. Rician factor is obtained through the calculated path loss on two models for DSRC, and the performance of the systems is analyzed in AWGN and Rician fading channels, Impulsive noise and Rician fading channels respectively. As a result, in Rician fading channels with impulsive noise( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ ), BER is below  $10^{-6}$  when the distance is farther than 80[m] and 40[m] in 2-Ray model and 4-Ray model respectively. For performance improvement, BCH coding scheme and MRC diversity scheme are adopted.

### I. 서 론

교통량의 증가에 따른 교통, 환경, 에너지, 국가 경쟁력 등의 문제해결과 더불어 보다 향상된 주행 서비스를 제공하기 위하여 지능형 교통시스템(ITS, Intelligent Transportation System)에 대한 연구가 시작되었고 이를 구현하기 위한 효율적인 통신방식으로 단

거리전용통신(DSRC, Dedicated Short Range Communication)이 대두되었다. ITS는 기존의 교통시설물에 첨단 정보통신기술을 접목시켜 시설 이용의 극대화를 꾀하는 차세대 교통시스템으로서 현재의 교통혼잡을 최소화하고 교통사고 및 교통공해 문제를 대폭적으로 줄일 수 있는 효과적인 해결책으로 기대를 모으고 있다[1]-[4].

\* 한국항공대학교 항공통신정보공학과(Dept. of Telecomm. & Inform. Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문번호 : 2001-1-8

· 접수일자 : 2001년 6월 12일

DSRC는 ITS의 서비스를 제공하기 위한 통신 수단  
 하나의 하나로써, 노변장치라 불리는 도로변에 위치한  
 소형기지국(RSE, Road Side Equipment)과 차량 내  
 에 탑재된 차량탑재장치(OBU, On Board Unit)를  
 이용한 ITS용 단거리 전용통신을 의미한다[4].

ITS에서는 고속으로 주행하는 차량을 대상으로  
 소규모의 셀 반경 안에서 신속하고 정확한 데이터 전  
 송이 필수적이며 이러한 시스템의 통신 품질을 극대  
 화하기 위하여 DSRC 채널의 정확한 모델링과 이를  
 바탕으로 시스템의 성능 분석과 개선이 필요하다.

본 논문에서는 DSRC 채널을 2-Ray와 4-Ray로  
 구분하여 신호파의 편파면과 반사계수를 토대로 경  
 로손실을 계산하여 라이시안 심도를 유도하고 이를  
 바탕으로 AWGN과 라이시안 페이딩이 존재하는  
 채널에서의 시스템 오율을 구하였다. 또한 차량 주  
 행 환경이 임펄스성 잡음에 쉽게 노출됨을 감안하여  
 임펄스 잡음과 라이시안 페이딩이 존재하는 채널에  
 서의 시스템 오율을 구하였고 마지막으로 성능 개선  
 기법으로 BCH 부호화와 MRC 다이버시티 수신기  
 법을 채용하여 시스템의 오율을 분석하였다.

## II. DSRC 채널 모델

DSRC는 단거리 전용통신으로 통신 영역이 100m  
 이내인 가시거리 통신으로써 LOS(Line-of-Sight)  
 의 전파 특성을 가지므로 직접파와 도로면이나 인접  
 한 건물 등에 의한 반사파 성분이 더해진 Rician 채널로써  
 개활지에서는 2-ray, 도심지에서는 4-Ray를  
 기본으로 모델링할 수 있다[5]. 실제의 환경은 산란  
 과 회절 등에 의해 Multi-Ray로 고려할 수 있으나  
 실제로 Multi-Ray의 경로손실을 계산해 보면 4-Ray  
 이상에서의 페이딩 성분은 미미하며, UHF 대역 이  
 상의 이동통신환경에서는 거의 무시될 수 있다[6].

### 2-1 Two-Ray 모델

2-Ray 모델은 일반적으로 도심 외곽지역과 같은  
 개활지에서의 전파 전파 형태이며 그림 1에서와 같  
 이 도로변 반사체에 의한 반사파가 존재하지 않는  
 모델이다.

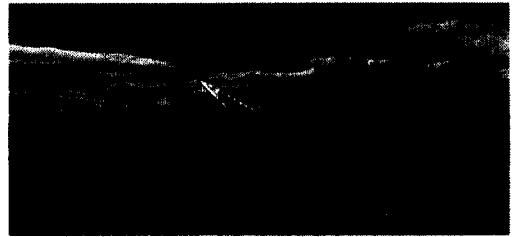


그림 1. 일반적인 2-Ray 모델

Fig. 1. General two-ray model.

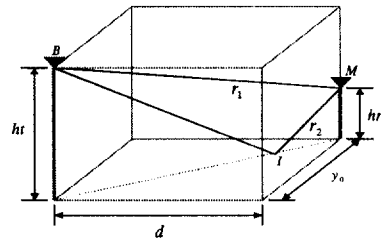


그림 2. 2-Ray 모델의 3차원도

Fig. 2. An Illustration of three dimensions for two-ray model.

차량에 도달하는 전파의 성분  $H(f)$ 는 직접파 성  
 분  $H_1(f)$ 과 지면 반사파 성분인  $H_2(f)$ 와의 합  
 형태로 모델링할 수 있다.

$$H(f) = H_1(f) + H_2(f) \tag{1}$$

이 모델의 경로손실은 다음과 같다.

$$L_p \triangleq \frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| 1 + R_{V,H}(\alpha_2) \frac{r_1}{r_2} \right. \\ \cdot \exp[-jk(r_2 - r_1)] \left. \right|^2 \tag{2}$$

여기서,

$$H_1(f) = \lambda e^{-jkr_1} / 4\pi r_1 \tag{3}$$

$$H_2(f) = R_{V,H} \lambda e^{-jkr_2} / 4\pi r_2 \tag{4}$$

$$r_{1,2} = \sqrt{d^2 + (ht \mp hr)^2 + y_0^2} \tag{5}$$

$k$  = wave number

$R_{V,H}$  = 수직, 수평편파 반사계수

도로의 표면은 완전한 도체도 유전체도 아니므로 위의 조건에서 반사계수  $R_{V,H}$ 는 지면의 유전율  $\epsilon_c$ 과 도전율  $\sigma$ 의 함수로 표현된다. 지면의 반사계수는 다음과 같다[7].

$$R_{V,H}(\alpha) = \frac{\sin \alpha - a\sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \alpha}}{\sin \alpha + a\sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \alpha}} \quad (6)$$

단,

$\alpha$  : 반사파의 입사각

$\epsilon_c$  : 복소유전율 ( $\epsilon_r - j\sigma\lambda/60$ )

$a$  :  $1/\epsilon_c$  = 수직편파,  $1$  = 수평편파

차량이 이동함에 따라 수신되는 지면반사파  $r_2$ 의 반사각  $\alpha_2$ 는 지속적으로 변하게 되며 매질면이 균일할 때 반사법칙에 의하여 입사각과 반사각이 같게되므로 이를 이용하여  $\alpha_2$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\alpha_2 = \tan^{-1} \frac{ht + hr}{\sqrt{d^2 + y_0^2}} \quad (7)$$

2-2 Four-ray 모델

일반적으로 그림 3의 도심지에서와 같은 환경에서의 전파전파 모델이며 이동국(M)에 도착하는 신호성분은 2-Ray 모델에 도로에 인접한 건물에 의한 반사파  $H_3(f)$ ,  $H_4(f)$ 가 더해진 형태로 모델링할 수 있다.

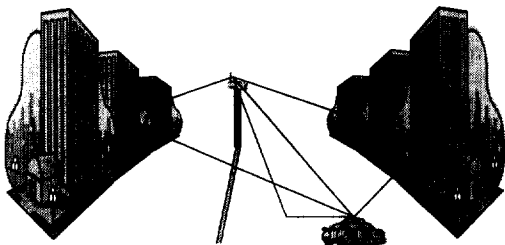


그림 3. 일반적인 4-Ray 모델  
Fig. 3. General Four-Ray Model.

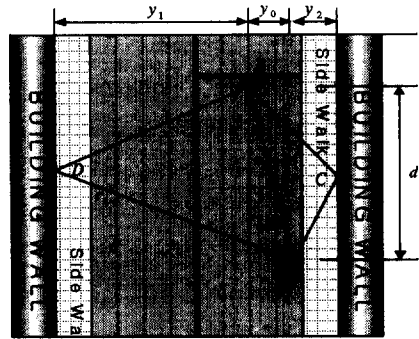


그림 4. 4-Ray 모델의 2차원도  
Fig. 4. An Illustration of two dimensions for four-ray model.

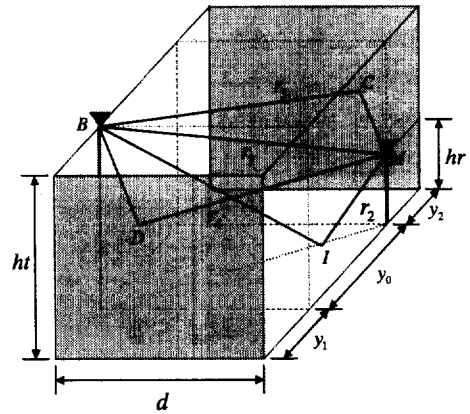


그림 5. 4-Ray 모델의 3차원도  
Fig. 5. An illustration of three dimensions for Four-Ray Model.

이 모델의 채널전달함수  $H(f)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H(f) = H_1(f) + H_2(f) + H_3(f) + H_4(f) \quad (8)$$

여기서,

$$H_3(f) = R_{H,V} \lambda e^{-jkr_3} / 4\pi r_3 \quad (9)$$

$$H_4(f) = R_{H,V} \lambda e^{-jkr_4} / 4\pi r_4 \quad (10)$$

$$r_{3,4} = \sqrt{d^2 + (2y_{2,1} + y_0)^2 + (ht - hr)^2} \quad (11)$$

식 (8)에서  $H_3(f)$ 와  $H_4(f)$ 의 반사계수는 도로에 인접한 건물의 벽면에 의한 반사파를 고려해야 하며, 건물의 벽면은 기하학적으로 도로면과는 90°의 차이로 직교한다. 따라서 건물의 벽면에서 반사되어 수신안테나에서 입사하는 편파는 지면반사파인  $H_2(f)$ 의 편파면과 수직과 수평이 바뀌게 된다.

이 모델의 경로손실(Path Loss)  $L_p$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 L_p[\text{dB}] &= 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log [ |H(f)|^2 ] \\
 &= -10 \log \left[ \left( \frac{\lambda}{4\pi r_1} \right)^2 \right. \\
 &\quad \left| 1 + R_{V1,H1}(\alpha_2) \frac{r_1 e^{-jk(r_2-r_1)}}{r_2} \right. \\
 &\quad + R_{H2,V2}(\alpha_3) \frac{r_1 e^{-jk(r_3-r_1)}}{r_3} \\
 &\quad \left. \left. + R_{H2,V2}(\alpha_4) \frac{r_1 e^{-jk(r_4-r_1)}}{r_4} \right|^2 \right] \quad (12)
 \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 R_{V1,H1} : \epsilon_1 &= \epsilon_r - j\sigma\lambda 60 \\
 &(\text{일반대지} : \epsilon_r = 15, \quad \sigma = 0.005)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{V2,H2} : \epsilon_2 &= \epsilon_r - j\sigma\lambda 60 \\
 &(\text{건물} : \epsilon_r = 4.44, \quad \sigma = 0.001)
 \end{aligned}$$

$$\alpha_3 = \tan^{-1} \frac{y_0 + 2y_2}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}} \quad (13)$$

$$\alpha_4 = \tan^{-1} \frac{y_0 + 2y_1}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}} \quad (14)$$

### III. AWGN과 Rician 페이딩 채널에서의 시스템 오율

#### 3-1 DSRC 시스템의 Rician Factor

가시거리 전파경로와 같이 페이딩의 영향을 받지 않은 신호 성분이 있을 때 소규모 페이딩 포락선은

라이시안 분포를 나타낸다.

라이시안 심도(Rician factor)는 직접파 대 반사(다중경로)파의 비로써  $K_r$ 로 나타내며 다음과 같다[8].

$$K_r = \frac{P_{DW}}{P_{MP}} [\text{dB}] \quad (15)$$

여기서,  $P_{DW}$ 는 직접파(Direct Wave) 전력이며,  $P_{MP}$ 는 반사파(Multi Path Wave) 전력이다.

DSRC의 2-Ray와 4-Ray 모델에서는 차량의 이동거리에 따른 각각 경로별 수신전력을 식 (3, 4), 식(9, 10)를 통해 구할 수 있으므로 이때의 라이시안 심도  $K_r$ 은 다음과 같이 예측할 수 있다.

$$K_{r_2} = 10 \log \left| \frac{H_1(f)}{H_2(f)} \right|^2 [\text{dB}] \quad (16)$$

$$K_{r_4} = 10 \log \left| \frac{H_1(f)}{H_2(f) + H_3(f) + H_4(f)} \right|^2 [\text{dB}] \quad (18)$$

여기서,

$K_{r_2}$  : 2-Ray 모델의 라이시안 심도

$K_{r_4}$  : 4-Ray 모델의 라이시안 심도

#### 3-2 AWGN과 라이시안 페이딩 채널에서의 시스템 오율

잡음(AWGN)이 존재하는 채널에서 BPSK 신호의 오율식은 다음과 같다[9].

$$P_e(\gamma) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (19)$$

여기서,  $P_e(\gamma)$ 는 BPSK의 비트 에러율,  $\gamma$ 는 신호 전력 대 잡음 전력비이다.

DSRC에서 라이시안 페이딩 채널을 통하여 수신된 신호의 오율식은 잡음(AWGN) 환경에서의 오율식에 라이시안 페이딩의 확률밀도함수를 적용하여 다음과 같이 평균을 취하여 얻을 수 있다.

$$P_{(fading)} = \int_0^{\infty} P_e(\gamma) \cdot p(\gamma|\gamma_0) d\gamma \quad (20)$$

여기서  $p(\gamma)$ 는 라이시안 페이딩 채널에서의 전력 밀도 함수이고 다음과 같다[8].

$$p(\gamma) = \frac{(1+K_r)}{\gamma_0} \exp\left[-K_r - \frac{\gamma}{\gamma_0}(1+K_r)\right] \cdot I_0\left[2\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma_0}(K_r^2+K_r)}\right] \quad (21)$$

여기서,  $\gamma$ 는 순시 신호 전력 대 잡음 전력비이고  $\gamma_0$ 는 검파기 입력에 들어오는 평균 신호 전력 대 잡음 전력비를 나타내며 지금까지 구한 수신신호 전력을 수신 SNR로 나타내면 다음과 같다.

$$\gamma_0 = \frac{P_{total}}{kTFB} \quad (22)$$

여기서  $P_{total} = P_{DW} + P_{MP}$  이고,  $k$ 는 볼츠만 상수,  $T$ 는 수신기 잡음 온도,  $F$ 는 수신기 회로의 잡음 지수,  $B$ 는 무선 신호 대역폭을 나타낸다.

#### IV. 임펄스성 잡음과 Rician 페이딩 채널에서의 시스템 오율

실제로 차량이 도로를 주행하는 환경에서의 잡음은 임펄스성 잡음을 쉽게 받을 수 있는 여건을 갖추고 있다. 가솔린 기관의 점화 플러그나 대기 불안정으로 인한 낙뢰, 노변을 따라 가설된 가공전선 등에서 발생하는 잡음이 그 대표적인 예이며 이러한 잡음의 통계학적 특성은 가우스 잡음(AWGN)과 상당한 차이를 보이는 것으로 알려져 있다[10],[11].

##### 4-1 임펄스 잡음

본 논문에서는 Middleton이 제안한 Impulsive Class A급 잡음을 도입한다. 이 모델은 무선 통신 시스템의 성능 평가에 있어서 취급하기 쉽고, 거의 모든 종류의 실제 임펄스 잡음을 표현하는데 사용되는 정량화 된 방법이다.

A급 임펄스 잡음의 포락선에 대한 확률밀도 함수는 다음과 같다.

$$P_N(N) = \frac{e^{-A}}{W} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{N}{\sigma_m^2} \cdot \exp\left(-\frac{N^2}{2W\sigma_m^2}\right), N \geq 0 \quad (23)$$

단,

$W (= \sigma_G^2 + \Omega_I)$ : 전체 잡음 전력[가우스 잡음 전력 ( $\sigma_G^2$ )과 임펄스 잡음 전력 ( $\Omega_I$ )의 합],

$A$ : 임펄스 지수 (단위 시간당 임펄스가 차지하는 비율),

$N$ : 임펄스 잡음의 순시 포락선,

$\sigma_m^2 = (j/A + \Gamma') / (1 + \Gamma')$ ,

$\Gamma' (= \sigma_G^2 / \Omega_I)$ : 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력 비.

여기에서 임펄스 지수  $A$ 는 잡음의 임펄스 성분의 특징을 규정하는 것이며, 잡음 전력  $W$ 가 일정하다고 할 때 전체 잡음 전력 중에서 임펄스 잡음 전력 성분이 크거나 (즉,  $\Gamma'$  값이 작거나)  $A$ 의 값이 작은 것은 잡음의 임펄스성이 보다 강한 경우에 해당한다. 한편  $A$ 의 값이 큰 것은 임펄스의 시간적 연속성이 강해져 있는 경우, 즉 잡음의 임펄스성이 약한 경우에 대응한다.

##### 4-2 임펄스성 잡음과 라이시안 페이딩 채널에서의 시스템 오율

임펄스 잡음이 존재할 때 BPSK의 오율은 다음과 같이 표현된다[14].

$$P_{BPSK}(E) = \frac{e^{-A}}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{\sigma_m^2} \frac{S}{N_T}}\right) \quad (24)$$

여기에서  $S/N_T$ 는 수신기에서의 SNR을 나타내

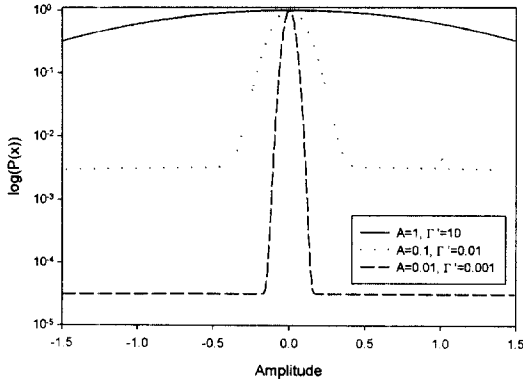


그림 6.  $A, \Gamma'$ 에 따른 정규화된 임펄스성 잡음의 확률밀도함수

Fig. 6. Probability density function of impulsive noise normalized for  $A$  and  $\Gamma'$ .

며,  $N_T$ 는 전체 잡음 전력을 나타내므로 순수한 가우시안 잡음에 대한 SNR로 표현하면 다음과 같다.

$$S/N_T = \left( \frac{\Gamma'}{1 + \Gamma'} \right) S/N \quad (25)$$

임펄스성 잡음과 라이시안 페이딩이 존재할 때 BPSK 오류는 다음과 같다.

$$\overline{P_e} = \int_0^\infty \frac{e^{-A}}{2} \sum_{m=0}^\infty \frac{A^m}{m!} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{\sigma_m^2}} \gamma \right) \cdot p(\gamma) d\gamma \quad (26)$$

## V. DSRC 성능개선

### 5-1 BCH 부·복호화

블록 부호 방식인 BCH 부호는  $k$ 개의 정보 비트와  $p$ 개의 패리티 검사 비트로 구성되므로 부호어의 비트수  $n = k + p$ 가 되며 BCH( $n, k, t$ )라고 표시된다. 이때 부호 길이  $n = 2^m - 1$ 이고  $n$ 비트 부호어에서 정정될 수 있는 에러, 즉 에러 정정 능력  $t$ 는 다음과 같다.

$$t = \lfloor p/m \rfloor$$

BCH 부호화를 행한 오류율은 다음과 같다[12].

$$P_{BCH} = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n i \binom{n}{i} P_e^i (1 - P_e)^{n-i} \quad (27)$$

여기서  $P_e$ 는 부호화를 하지 않았을 때 채널의 오류율이다.

### 5-2 최대비 합성 다이버시티

최대비 합성(Maximal Ratio Combining : MRC) 다이버시티 수신기법은 수신기 앞단에 위상 검출기가 있어서 각 다이버시티 가지(Branch) 입력의 위상이 동상으로 되도록 조정된 다음 각각의 포락선에 비례하여 SNR이 큰 것일수록 가중치(weight)를 크게 가하고 SNR이 작은 것은 가중치를 적게 가하는 검파전의 합성법이다.

라이시안 페이딩 환경에서  $N$ 가지( $N$ -Branch) MRC 다이버시티의 확률 밀도함수는 다음과 같다[8].

$$p_{MRC}(\gamma | \gamma_0) = \left( \frac{K_r + 1}{\gamma_0} \right)^{\frac{N+1}{2}} \left( \frac{\gamma}{K_r N} \right)^{\frac{N-1}{2}} \cdot \exp \left( -K_r N - \frac{(K_r + 1)\gamma}{\gamma_0} \right) \cdot I_{N-1} \left( 2\sqrt{\frac{K_r(K_r + 1)N\gamma}{\gamma_0}} \right) \quad (28)$$

단,  $N$  : 다이버시티 가지 수,

$I_N(\cdot)$  :  $N$ 차의 제 1종 변형 베셀 함수.

라이시안 페이딩을 받은 수신 신호를 MRC 다이버시티를 통해 수신했을 때 평균 오류율 식 (28)의 확률밀도함수를 이용하여 AWGN 환경에서의 오류율 식과 평균을 취함으로써 얻는다.

$$P_{E_{MRC}} = \int_0^\infty P_e(\gamma) \cdot p_{MRC}(\gamma | \gamma_0) d\gamma \quad (29)$$

## VI. 수치해석 및 검토

그림 7과 8은 각각의 편파별 경로손실을 나타낸

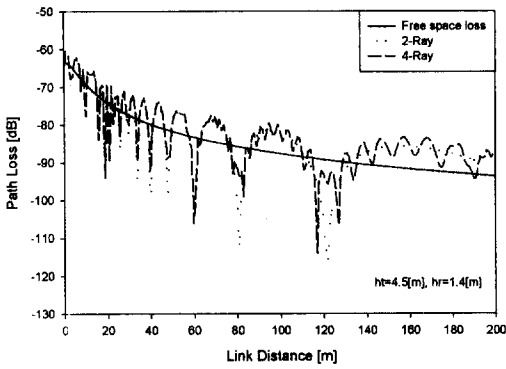


그림 7. 거리에 따른 경로손실 (수평편파)  
 Fig. 7. Path Loss according to link distance (horizontal polarization).

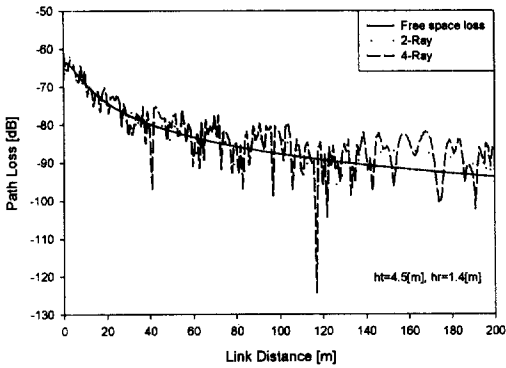


그림 8. 거리에 따른 경로손실 (수직편파)  
 Fig. 8. Path Loss according to link distance (vertical polarization).

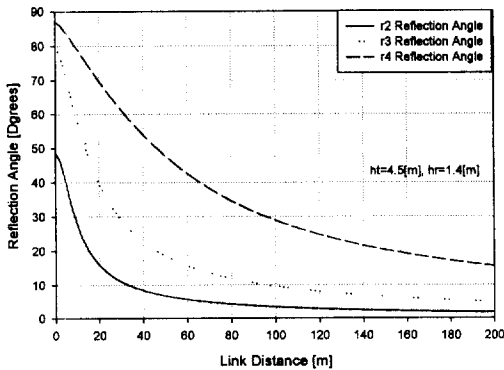


그림 9. 거리에 따른 반사각  
 Fig. 9. Reflection angle according to link distance.

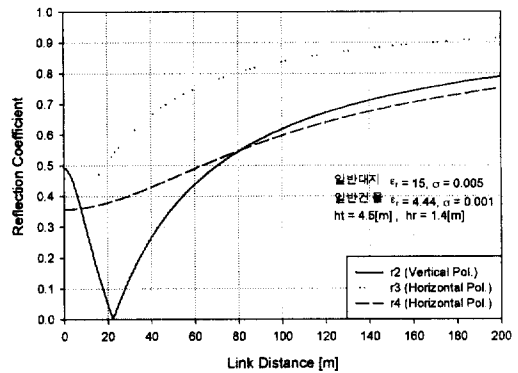


그림 10. 거리에 따른 반사계수 (수직편파)  
 Fig. 10. Reflection coefficient according to link distance (vertical pol.).

것이다. DSRC 100[m] 셀 구간 내에서의 수직, 수평 편파의 경로손실을 비교해 보면 수직편파를 사용했을 때가 경로손실이 더 작고 수신 전계의 변동폭도 더 작음을 알 수 있다.

그림 9와 10은 OBU 안테나 높이를 1.4[m], RSE 안테나 높이를 4.5[m]로 고정하고 차량이 셀 구간 내를 이동함에 따라 반사체와 이루는 반사각과 반사 계수를 나타낸다. 그림 10에서의  $r_2$  성분은 지면 반사파로서 약 22[m] 지점에서 반사계수가 0이 됨을 알 수 있는데 이 지점이 Brewster 각(Angle)이다. Brewster 각은 두 매질이 손실이 없고 투사율이 같

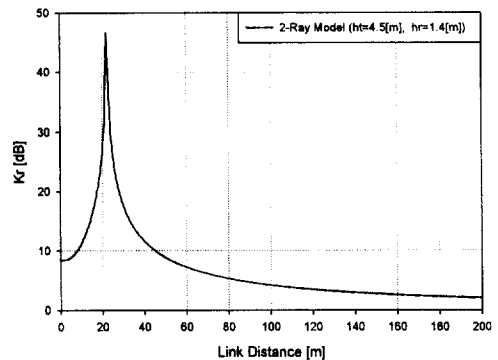


그림 11. 거리에 따른 라이시안 심도 [ $K_r$ ] (수직편파, 2-Ray Model)  
 Fig. 11. Rician Factor [ $K_r$ ] according to link distance (Ver. Pol., 2-Ray).

으며 입사파의 편파가 수직 편파일 때 발생하는 것으로 이 각도에서는 반사가 없는 전투과현상(Total Transmission)이 일어난다. 이 지점에서의 입사각은 약  $14.62^\circ$ 이다.

그림 11과 12는 DSRC 셀 내에서 차량이 이동함에 따라 수신되는 전력을 예측하여 라이시안 심도  $K_r$ 을 계산한 것이다. 2-Ray 모델에서는 Brewster Angle에 의하여 22[m] 지점에서  $K_r$ 값이 최대치를 이루게 되며 이때 차량에 도달하는 전파성분은 직접파 성분만 존재한다. 4-Ray 모델에서는 다중경로 페이딩에 의하여 DSRC 전구간에 걸쳐  $K_r$  값의 변동

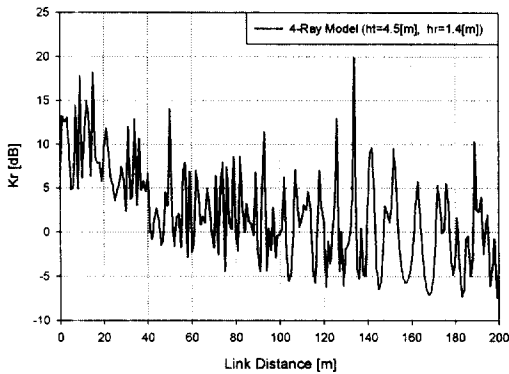


그림 12. 거리에 따른 라이시안 심도  $[K_r]$  (수직편파, 4-Ray Model)

Fig. 12. Rician factor  $[K_r]$  according to link distance (vertical Pol, 4-Ray).

표 1. 경로 손실 파라미터

Table 1. Parameters of path loss.

주 파 수 : $f_c$	5.8 [GHz]	
파 장 : $\lambda$	0.0517 [m]	
송신 전력 : $P_t$	10 [dBm]	
송신 안테나 높이 : $h_t$	4.5 [m]	
수신 안테나 높이 : $h_r$	1.4 [m]	
도로규격	$y_1$	25 [m]
	$y_0$	5.25 [m]
	$y_2$	5.75 [m]

폭이 극심함을 보여준다.

TTA(Telecommunication Technology Association)에서 정한 DSRC의 표준 규격에서는 기저대역(Base Band)에서 맨체스터(Manchester bi-phase-L) 코딩을 하고 ASK 변조를 하도록 되어 있다[13]. 이때 신호의 오율은 BPSK와 같으므로 이후의 모든

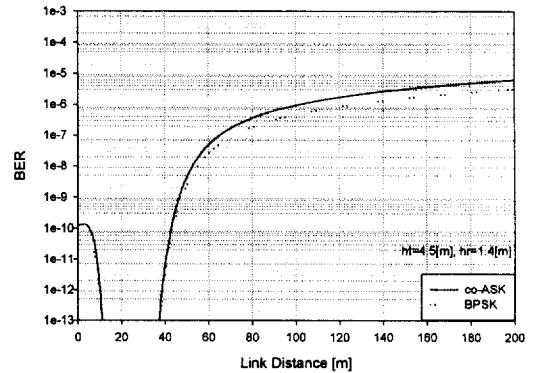


그림 13. AWGN과 라이시안 페이딩이 존재하는 채널에서 거리에 따른 동기ASK와 BPSK 신호의 오율(2-ray, 수직편파)

Fig. 13. Bit error rate of coherent-ASK and BPSK signal according to link distance in AWGN and Rician Fading Channels(2-ray, vertical pol.).

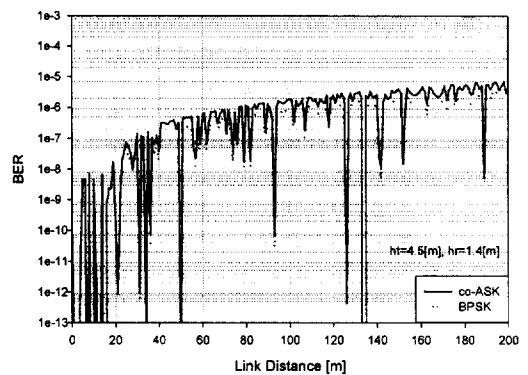


그림 14. AWGN과 라이시안 페이딩 채널에서 거리에 따른 동기ASK와 BPSK 신호의 오율 (4-ray, 수직편파)

Fig. 14. Bit error rate of coherent-ASK and BPSK signal according to distance in AWGN and rician fading channels(4-ray, vertical pol.).



표 2. 시스템 및 링크 버짓 파라미터

Table 2. System and link budget parameters.

변조 방식	coherent-ASK, BPSK
신호의 편파	수직편파
주 파 수 : $f_c$	5.8 [GHz]
파 장 : $\lambda$	0.0517 [m]
송신 전력 : $P_t$	10 [dBm]
송신 안테나 이득 : $G_t$	5 [dB]
수신 안테나 이득 : $G_r$	3 [dB]
유리창 투과손실 : $L_g$	-3 [dB]
안테나 지향손실 : $L_a$	-4 [dB]
케이블 손실 : $L_c$	-2 [dB]
기타 손실 (와이퍼, 이물질 등) : $L_e$	-2 [dB]
송신 안테나 높이 : $H_t$	4.5 [m]
수신 안테나 높이 : $H_r$	1.4 [m] (Sedan)
라이시안 심도 : $K_r$	가변
반사 계수 : $R_{V,H}$	가변
시스템 대역폭 : $B$	coherent-ASK : 1 [MHz]
	BPSK : 2 [MHz]

시스템 성능은 BPSK로 해석한다.

그림 13과 14는 AWGN과 라이시안 페이딩 채널에서의 각 모델별 시스템의 오율을 계산한 것이다. 동일한 전력과 데이터 전송율을 기준으로 동기ASK와 BPSK의 오율을 DSRC의 규격을 기준으로 계산하여 비교한 결과 100[m] 이내의 셀 내에서의 BER은

표 3. 수신기 잡음 파라미터

Table 3. Parameters for receiver noise.

볼츠만 상수 : $K$	$1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$
수신기 잡음 온도 : $T$	300 K
수신기 잡음지수 : $F$	10 [dB]
무선 신호의 잡음 대역폭 : $B$	co-ASK : 1 [MHz]
	BPSK : 2 [MHz]

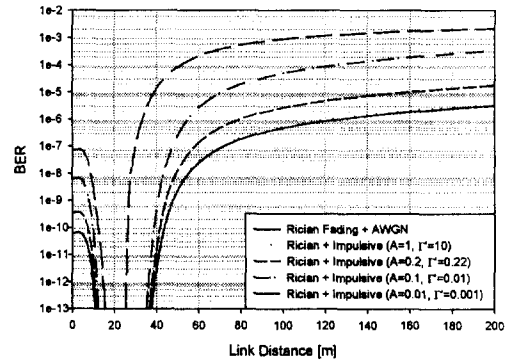


그림 15. 임펄스성 잡음과 라이시안 페이딩 채널에서 거리에 따른 BPSK 신호의 오율(2-ray, 수직편파)

Fig. 15. Bit error rate of BPSK signal according to distance in impulsive noise and rician fading channels(2-ray, vertical pol.).

BPSK가 다소 우수하지만 미미한 정도이며 기저대역에서의 맨체스터 코딩은 동기 타이밍 추출과 어려움출에 더 비중이 큼을 알 수 있다. 전체적으로 AWGN과 라이시안 페이딩 채널에서의 시스템 오율은 2-Ray와 4-Ray 모델 모두 100[m] 셀 구간 내에서  $10^{-6}$ 이하를 만족함을 알 수 있다.

임펄스성 잡음과 라이시안 페이딩을 고려한 DSRC

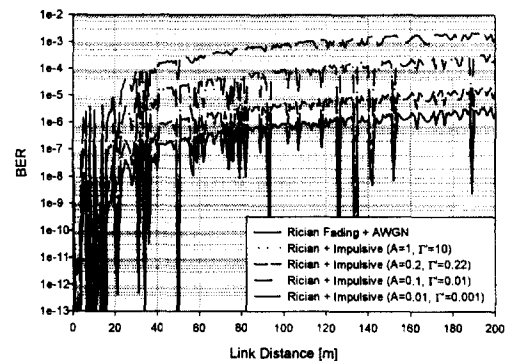


그림 16. 임펄스성 잡음과 라이시안 페이딩 채널에서 거리에 따른 BPSK 신호의 오율(4-ray, 수직편파)

Fig. 16. Bit error rate of BPSK signal according to distance in impulsive noise and rician fading channels(4-ray, vertical pol.).

100 [m] 셀 구간 내에서의 오류는 전력선에서 방출되는 임펄스 지수로 알려진  $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ [14]

일 때 2-Ray 모델에서는 약 80[m], 4-Ray 모델에서는 약 40[m] 이후의 거리에서부터는  $10^{-6}$  이하로 성

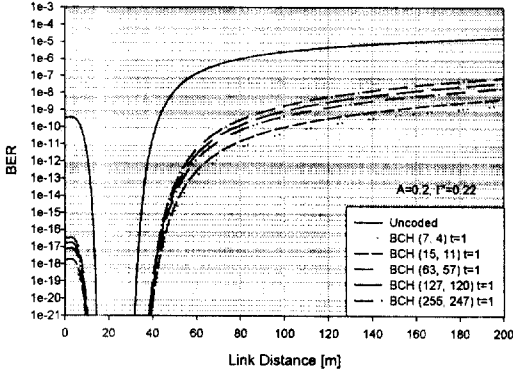


그림 17. 임펄스성 잡음과 2-Ray 라이시안 페이딩이 존재하는 채널에서 BCH 코딩 기법을 채용한 BPSK 시스템의 오류(임펄스 지수( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ ))

Fig. 17. Bit error rate of BPSK system with BCH coding scheme in impulsive noise and 2-ray rician fading channels (impulsive parameter ( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ )).

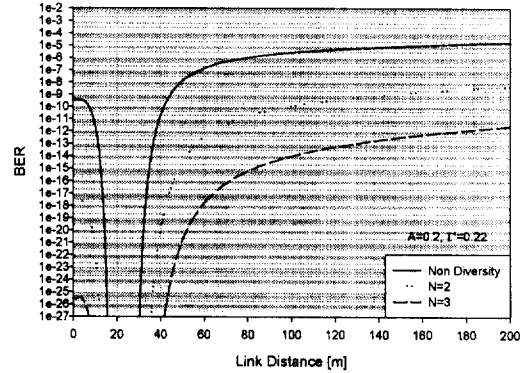


그림 19. 임펄스성 잡음과 2-Ray 라이시안 페이딩이 존재하는 채널에서 MRC 다이버시티 기법을 채용한 BPSK 시스템의 오류(임펄스 지수( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ )).

Fig. 19. Bit error rate of BPSK system with MRC diversity scheme in impulsive noise and 2-ray rician fading channels (impulsive parameter( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ )).

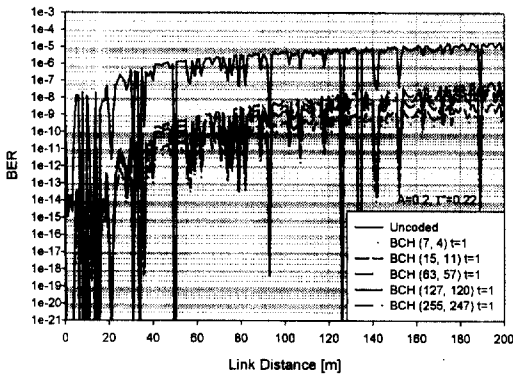


그림 18. 임펄스성 잡음과 4-Ray 라이시안 페이딩이 존재하는 채널에서 BCH 코딩 기법을 채용한 BPSK 시스템의 오류 (임펄스 지수( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ ))

Fig. 18. Bit error rate of BPSK system with BCH coding scheme in impulsive noise and 4-ray rician fading channels (impulsive parameter ( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ )).

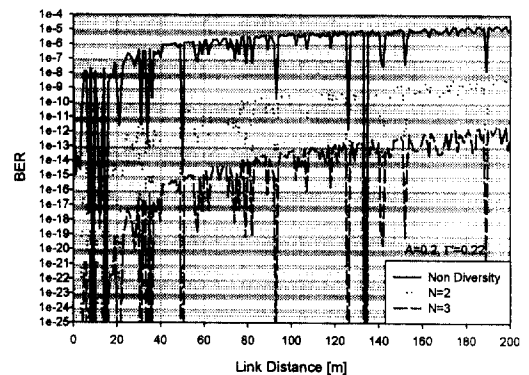


그림 20. 임펄스성 잡음과 4-Ray 라이시안 페이딩이 존재하는 채널에서 MRC 다이버시티 기법을 채용한 BPSK 시스템의 오류(임펄스 지수( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ )).

Fig. 20. Bit error rate of BPSK system with MRC diversity scheme in impulsive noise and 4-ray rician fading channels (Impulsive parameter( $A=0.2$ ,  $\Gamma'=0.22$ )).

능이 열화 됨을 알 수 있다.(그림 15, 16) 이를 개선하기 위하여 2-Ray 모델의 경우 BCH(127,120,1), 4-Ray 모델의 경우 BCH(15,11,1) 부호화 기법을 채용하면 영상서비스 기준인  $10^{-9}$  이하를 만족시킬 수 있었다.(그림 17, 18) MRC 다이버시티 수신기법을 적용하였을 때는 2-Branch만을 가지고도 두 모델 모두  $10^{-9}$  이하를 만족시킬 수 있었다.(그림 19, 20)

## Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 DSRC 채널을 2-Ray와 4-Ray 모델로 구분하여 경로손실을 구하였고, 이를 근거로 라이시안 심도를 유도하여 AWGN과 라이시안 페이딩 환경과 임펄스성 잡음과 라이시안 페이딩 환경으로 구분하여 각 모델별 시스템 성능을 분석하였다. 그 결과 AWGN과 라이시안 페이딩 환경에서는 2, 4-Ray 모델 모두 BER  $10^{-6}$  이하를 만족시켰으며 임펄스성 잡음( $A=0.2$ ,  $I'=0.22$ )과 라이시안 페이딩 환경에서는 2-Ray 모델의 경우 BCH(127,120,1), 4-Ray 모델의 경우 BCH(15,11,1) 부호화 기법을 채용하면 영상서비스 기준인  $10^{-9}$  이하를 만족시킬 수 있었다. MRC 다이버시티 수신기법을 적용하였을 때는 2-Branch만을 가지고도 두 모델 모두  $10^{-9}$  이하를 만족시킴으로써 100[m] 기준으로 약  $10^4$ 배 정도의 성능개선 효과를 얻을 수 있었다.

DSRC는 100[m] 이내의 소규모 셀을 고속으로 주행하는 차량을 대상으로 한 통신이기 때문에 신뢰성 있는 통신품질 유지가 필수적이다. 차량의 주행 환경이 임펄스성 잡음에 쉽게 노출됨을 고려할 때 BCH 코딩기법이나 MRC 다이버시티 수신기법은 적절한 성능개선 기법이 될 수 있으며 전체적으로 시스템의 경제성을 고려한 성능개선 기법 선택이 요구되어진다.

## 참 고 문 헌

- [1] Scott D. Elliott, Daniel J. Dailey, *Wireless Communications for Intelligent Transportation Systems*, Artech House Inc., 1995.
- [2] Richard Whelan, *Smart Highways, Smart Cars*, Artech House Inc., 1995.
- [3] 이상건, 이승환, "ITS 서비스 구현을 통한 교통정보화 추진방안," *Telecommunications Review*, 제9권 4호, pp. 474-485, 1999.
- [4] 한국전산원, 지능형교통시스템(ITS) 통신 프로토콜 및 통신망 구성 연구, 1998년 11월.
- [5] Andreas Polydoros, *Vehicle to Roadside Communications*, California PATH Research Report, Southern California Uni., June 1993.
- [6] 구분희, 김채영, 목진담, "전파경로손실 예측 모델", *전자통신동향분석*, 제11권 제2호, pp. 17-29, 1996년 7월.
- [7] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, Prentice-Hall Inc., 1996.
- [8] Seiichi Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice-Hall Inc., 1997.
- [9] Bernard Sklar, *Digital Communications Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall Inc., 1988.
- [10] S. Unawong, S. Miyamoto, N. Morinaga, "A Novel Receiver Design for DS-CDMA Systems under Impulsive Radio Noise Environments", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E82-B, no. 6, pp. 936-943, June 1999.
- [11] D. Middleton, "Canonical non-Gaussian noise models : Their implication for measurement and for prediction of receiver performance", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-21, pp. 209-220, Aug. 1979.
- [12] J. L. Massey, "Shift-register synthesis and BCH decoding", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-15, pp. 127-127, Jan. 1969.
- [13] 한국정보통신기술협회, 5.8GHz 대역 노변기 지구과 차량 단말기간 근거리전용 무선통신표준, TTASKO-06.0025, 2000년 10월.
- [14] 조성언, "전자간섭 환경에서 전자간섭과의 형태에 따른 디지털 무선통신 시스템의 성능 해석," 한국항공대 학교 박사학위 논문, 1997.

### 박 주 남

1999년 2월 : 선문대학교 정보통신공학과 (공학사)  
 1999년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공산업대학원 석사과정 재학중  
 관심분야 : ITS, 통신시스템

### 조 성 준



1946년 1월 9일생  
 1965년 3월~1969년 2월 : 한국항공대학교 통신공학과(공학사)  
 1973년 3월~1975년 2월 : 한양대학교 대학원(공학석사)  
 1977년 3월~1981년 2월 : 일본오사카 대학교 통신공학과(공학박사)  
 1969년 3월~1972년 7월 : 해군기술장교  
 1972년 8월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 교수  
 1999년 3월~현재 : 한국항공대학교 대학원장  
 관심분야 : 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학