DSRC(Dedicated Short Range Communication) Physical Layer 성능 분석

Performance Analysis of DSRC(Dedicated Short Range Communication) Physical Layer

정재승* · 이병섭* · 오현서** · 임춘식**

Jae Seung Jeong* · Byung Seub Lee* · Hyun Seo Oh** · Choon Sik Yim**

요 약

본 논문은 ISO TC-204 WG-15에서 표준화를 다루고 있는 DSRC 물리 계층에서의 성능 분석 및 향상에 관해 다루었다. DSRC는 노변(RSU)-차량(OBE)간 거리가 100 m 이하인 단거리 무선통신이며, 값싸고 저렴한 변조기술이 요구되는데, 국내에서는 PSK, FSK, ASK 중에서 ASK가 표준 변조 방식으로 시스템이 개발되고 있다. 본 논문은 개발 초기 단계에 있는 DSRC 물리계층 시스템의 라이시안 페이딩 채널하의 변조 방식별 성능 분석을 통하여 ASK 방식의 타당성 및 성능 한계성을 검증하고 아울러 성능향상을 위한 등화기 및 안테나 다이버시티 기법을 제시하고 이에 따른 성능 향상 효과를 시뮬레이션을 통하여 보여준다.

Abstract

This paper treats performance analysis and improvement of DSRC physical layer which is discussed for standardization at the ISO TC-204 WG-15. DSRC is a short range wireless communication for which distance is less than 100 m between RSU and OBE, since DSRC requires cheap and simple modulation technique, ASK is being developed as standard modulation system among PSK, FSK and ASK in our country. This paper analyzes the performance of DSRC physical layer system which is at the first stage of development under Rician fading channel, more sepcifically, the validity of the system and the performance limitations are shown. Both equalizer and antenna diversity techniques are simulated to improve the ASK system performance.

I. 서 론

ITS(Intelligent Transportation System, 지능형 교통 시스템)는 정보와 통신 제어 등의 첨단 기술을 기존의 도로교통체계에 도입함으로써, 교통혼잡의 완화, 안전운행, 환경보호 등의 효과를 제고하고자 하는 시스템이다. ITS의 도입에 따라 새로운 개념의 통신 수단으로 등장하게 되는 것이 노변-차량간의 단거리 무선 통신(DSRC)과 차량-차량간 직접통신(Vehicle-to-Vehicle Direct Communication)이며, 본 논문에서 다룬 DSRC는 노변-차량간 단거리 무선 통신으로 ISO TC-204 WG-15에서 표준화를 진행 중이다. DSRC의 특성으로는 노변-차량간 거리가 100 m 이하의 근거리 통신이고 전송 속도는 최대 10 Mbps 이하로 고속이며, 항상 LOS(Line of Sight)가 유지되는 등의 특성을 가진다. 그리고 값싸고 단순

* 한국항공대학교 항공통신정보공학과(Dept. of Telecomm. & Inform. Eng., Hankuk Aviation University)
** 한국전자통신연구원(ETRI)
· 논 문 번 호 : 990921-080
· 수정완료일자 : 1999년 11월 10일

한 변조 기술이 요구되어지는데 가장 유력한 변조방식은 ASK(Amplitude Shift Keying)이며, 현재 한국에서 개발중인 DSRC 물리계층 시스템의 변조 방식으로 개발 초기 단계에 있다. 하지만 ASK 변조 방식은 값싸고 단순한 변조 방식이기 때문에 시변적인(Time-variant) 페이딩 채널 하에서 안정된 수신을 보장할 수 없다. 그러므로 본 논문에서는 ASK 변조 방식의 성능을 라이시안 페이딩 채널하에서 분석하고, 이 분석 결과를 통하여 ASK 변조 시스템의 성능 향상을 위한 수신 기술로 안테나 다이버시티와 등화기를 적용하였다. 그리고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 두 수신 기술을 적용하였을 때의 성능을 분석하였다.

II. DSRC의 변조방식에 따른 성능 비교 분석

본 장에서는 DSRC의 가장 유력한 변조 방식인 ASK와 다른 변조 방식과의 성능 비교를 위해 라이시안 페이딩 채널 환경에서 각각의 BER(Bit Error Rate)을 구하고 이것을 통하여 각 변조 방식별 성능을 비교하였다. 그리고 다양한 채널 환경에서의 변조 방식별 성능 분석을 위해 라이시안 지수(K)에 따른 BER을 분석, 비교하였다.

2-1 변조 방식별 오류 확률

ASK 즉, OOK(On-Off Keying)는 신호가 있을 때만 반송파가 존재하는 가장 단순한 변조방식이다. FSK (Frequency Shift Keying), PSK(Phase Shift Keying) 변조방식과 같은 전력으로 전송하기 위해 신호 전력을 2배로 두고 LOS(Line of .4Sight)와 산란 성분으로 인한 간섭만이 존재하는 라이시안 페이딩 채널 환경에서 수신단의 BER을 구하면 식 (1)과 같다[1],[8].

$$P_b = \frac{1}{2}\left[\int_{\alpha}^{\infty} p(z \mid s_2)dz + \int_{-\infty}^{\alpha} p(z \mid s_1)dz\right]$$
$$= \frac{1}{2}\left[Q\left(\frac{\alpha}{\sigma_2^2}\right) + Q\left(\frac{\sqrt{4P}T_b - \alpha}{\sigma_1}\right)\right] \quad (1)$$

여기서

$p(z \mid s_1)$: s_1(Carrier On)이 전송되었을 때 결정변수 z의 확률밀도함수이고 평균은 $\sqrt{4P}T_b$, 분산은 σ_1^2이다.

$p(z \mid s_2)$: s_2(Carrier Off)가 전송되었을 결정변수 z의 확률밀도함수이고 평균은 0, 분산은 σ_2^2이다.

σ_1^2, σ_2^2 : s_1, s_2가 전송되었을 때 잡음전력이고 각각 $N_0T_b + 4PT_b^2\sigma^2$, N_0T_b이다.

α : 결정 임계치(threshold)이고 $\frac{E[z]}{2}$이다.

$Q(\ )$: 정규화된 Gaussian 랜덤 변수의 complementary CDF

BFSK(Binary Frequency Shift Keying)는 정보신호에 따라 2개의 독립된 발진기를 사용하여 변조하는 방식이며, ASK와 같은 채널 환경에서 BER을 구하면, 식 (2)와 같다[1],[8].

$$P_b = Pr[\sqrt{2P}T_b + D_1 + N_1 - N_2 < 0 \mid s_1]$$
$$= Q\left[\frac{\sqrt{2P}T_b}{\sqrt{2PT_b^2\sigma^2 + 2N_0T_b}}\right] \quad (2)$$

여기서, 간섭 성분 D_1은 평균이 0, 분산이 $2PT_b^2\sigma^2$이고, AWGN N_1은 평균이 0이고 분산이 N_0T_b이다.

BPSK는 정보신호에 따라 반송파의 위상을 변화시키는 변조방식으로 가장 우수한 성능을 가지는 방식이며, ASK와 같은 채널 환경에서 BER을 구하면 식 (3)과 같다[1],[8].

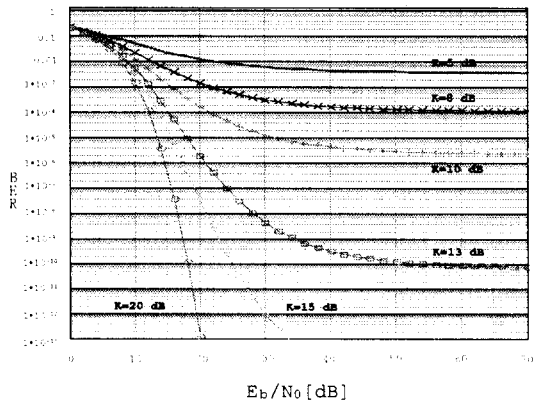


그림 1. 라이시안 지수(K)에 따른 ASK BER 비교
Fig. 1. ASK BER by Rician factor K.

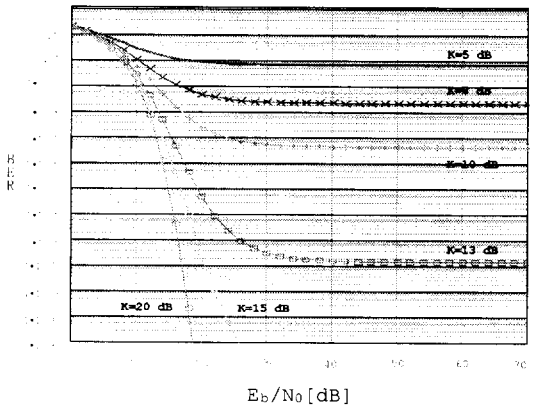


그림 2. 라이시안 지수(K)에 따른 BFSK BER 비교
Fig. 2. BFSK BER by Rician factor K.

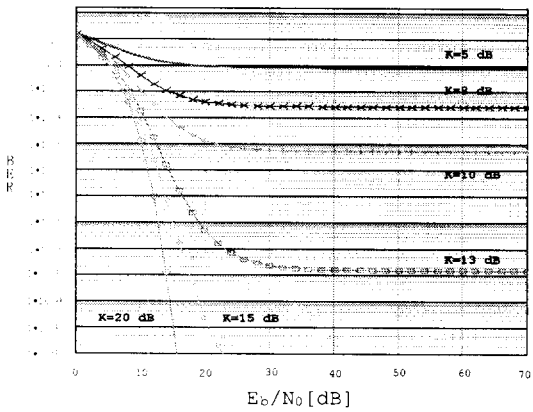


그림 3. 라이시안 지수(K)에 따른 BPSK BER 비교
Fig. 3. BPSK BER by Rician factor K.

$$P_b = \frac{1}{2}[Pr(Z_i<0 \mid b_i=1] + Pr(Z_i \geq 0 \mid b_i=-1)] = Q\left[\frac{\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}}{\sqrt{1+\frac{E_b}{N_0}2\sigma^2}}\right] \quad (3)$$

여기서 b_i는 i번째 데이터 신호이다.

2-2 변조 방식별 성능 분석 결과

DSRC 시스템에서 변조 방식에 따른 성능은 PSK, FSK, ASK 순으로 나타났지만, DSRC 변조 시스템의 특성상 값싸고 저렴한 변조 기술이 요구되므로 앞에서 언급한 바와 같이 ASK가 DSRC 표준 변조 시스템으로 초기 개발 상태에 있다. 각 변조 방식에서 성능을 저하시키는 가장 중요한 요소는 그림 1, 2, 3에서 보인 바와 같이 시변적인 라이시안 페이딩 채널 환경에서 발생하는 간섭이다. 현재 DSRC 표준 변조 방식으로 개발 중인 ASK의 경우 그림 1을 보면, 라이시안 지수(K)가 10 dB일 때 시스템 성능을 신뢰할 수 있는 최저 BER인 10^{-5}을 유지했으나 실제 채널에서는 보다 많은 간섭 성분이 존재하는 경우가 발생하므로 라이시안 지수(K)는 10 dB보다 높은 값을 보장할 수 없다. 이러한 채널 상태에서는 BER을 10^{-5}이하로 유지하는 것은 어렵다. 그러므로 안정적인 수신을 하기 위해서는 페이딩을 제거하는 기술이 수신단에서 요구되어지며, 이것은 Ⅲ장에서 자세히 다룬다.

Ⅲ. DSRC 성능 향상 방안

현재 개발 단계에 있는 ASK 변조 시스템 성능을 저하시키는 가장 주된 요인은 그림 1에서 보인 바와 같이 시변적인 라이시안 페이딩 채널 환경에서 발생하는 간섭이다. 그러므로 본 논문에서는 페이딩을 제거하는 기술인 안테나 다이버시티와 등화기를 제시하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능 향상을 분석한다.

3-1 채널 모델 (Channel Model)

DSRC에서 RSU(Road Side Unit)와 OBE(On Board Equipment)간의 무선 통신 채널은 LOS(Line of Sight)가 존재하는 라이시안 페이딩(Rician fading) 채널이며 송수신단의 거리가 10~100 m로 가깝기 때문에 수신단에서의 C/N(Carrier to Noise)가 높은 특성을 가진다. 그리고 데이터 전송 속도가 최대 10 Mbps이하인 고속 패킷 통신이므로, 실제 무선 채널 환경에서는 반사파로 인한 간섭이 발생하게 된다[1]. 그러므로 본 논문의 컴퓨터 시뮬레이션에서는 실제 무선 통신 채널 상황에서 발생할 수 있는 직접파와 지면 반사파로 구성되는 일반적인 Two-Ray 모델을 이용했으며, 이때 임펄스 응답(Impulse Response), $h(t)$는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \delta(t) + \alpha\exp(j\phi)\delta(t-\tau) \quad (4)$$

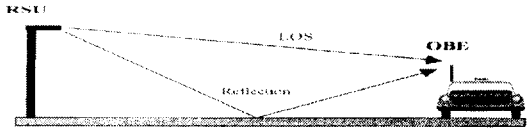


그림 4. Two-Ray 라이시안 페이딩 채널 모델
Fig. 4. Two-Ray Rician Fading Channel Model.

여기서 식 (4)의 첫번째 성분 $\delta(t)$는 LOS 성분을 나타내고, α는 반사파 성분의 임의의 이득, ϕ는 위상을 나타낸다. 라이시안 페이딩 채널 환경에서의 K는 LOS 성분의 전력과 간섭 성분의 전력의 비로써 나타낼 수 있다[1,3,4].

$$K = \frac{1}{E[\alpha^2]} \tag{5}$$

3-2 DSRC Down Link Budget

다음의 파라미터는 한국에서 개발되고 있는 DSRC 송신부 ASK RF 모듈 규격을 나타낸다.

수신단에서 반송파 전력은 식 (6)과 같이 계산할 수 있다.

$$C_{dr} = EIRP_d - L_d + G_{di} \tag{6}$$

여기서 C_{dr} : Down link received power
$EIRP_d$: Down link EIRP
L_a : Down link path loss
G_{di} : Down link receive antenna gain

식 (6)에서 Two-Ray 모델의 path loss는 식 (7)과 같다[4].

$$L_p \approx \frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 \left| \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} + \Gamma(\alpha)\frac{\exp(-jkr_2)}{r_2} \right|^2$$
$$= \left(\frac{\lambda}{4\pi r_1}\right)^2 \left| 1 + \Gamma(\alpha)\frac{r_1}{r_2} \cdot \exp[-jk(r_2 - r_1)] \right|^2 \tag{7}$$

여기서, P_t/P_r : Transmitted / Received Power
k : wave number
r_1 : the length of the direct path
r_2 : the length of the path including the reflection
α_2 : grazing angle
$\Gamma(\cdot)$: reflection coefficient

AWGN의 잡음전력은 식 (8)에 의해 계산되어진다.

$$N_d = E[n_d^2(t)] = kTB = -137\,dBW \tag{8}$$

여기서 k : Boltzmann's constant(1.38×10^{-23}J/K)
T : Antenna noise temperature
B : Noise bandwidth

그러므로, 앞에서 구한 반송파 전력과 잡음 전력으로 C/N(Carrier to Noise Ratio)을 얻을 수 있으며 그 결과는 그림 5에서 나타내었다. 그리고, 잡음 대역폭 B와 비트 전송률($1/T_b$)을 근사치로 두면 식 (9)에 의해 E_b/N_0과 C/N을 근사치로 볼 수 있다[8].

$$E_b/N_0 = \frac{CT_b}{(N/B)} = T_bB(C/N) \approx (C/N) \tag{9}$$

여기서 N_0 : Noise power density
N : Noise power
T_t : Bit interval

그림 5에서 나타난 바와 같이 Two-Ray 모델일 경우 LOS loss 즉 자유 공간 손실일 때보다 단말기

표 1. 개발중인 DSRC RF 모듈 규격
Table 1. Developing DSRC RF Module Standard.

송신 EIRP	기지국 : 200 mW, 단말기: 10 mW
유효 통신거리 (Cell Size)	10 ~ 100 m
반송파 주파수	5.8 GHz
안테나 이득	기지국 : 20 dBi, 단말기 : 3 dBi
수신대역 통과 필터 폭	5 MHz

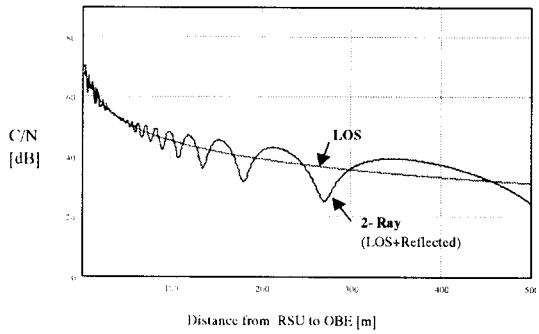


그림 5. RSU와 OBE의 거리에 따른 CNR
Fig. 5. CNR by Distance from RSU to OBE.

(OBE)에 수신되는 C/N의 변화가 큰 것을 볼 수 있다. 그리고 노변 장치(RSU)와 단말기(OBE)간의 거리가 10~100 m 사이라고 할 때 수신단에서의 $C/N \approx E_b/N_0$은 평균적으로 45~65 dB의 분포를 가진다.

3-3 등화기(Equalizer)를 이용한 성능 개선

본 연구에서 사용한 등화기는 그림 6(b)에서 나타난 바와 같이 FFF(Feedforward filter)와 FBF (Feedbackward filter)로 구성된 일반적인 DFE (Decisijon Feedback Equalizer)구조이다. 그림 6(a)는 잡음(AWGN)을 포함한 라이시안 페이딩 채널에서의 컴퓨터 시뮬레이션 모델이다.

Two-Ray 모델 채널 환경 식 (4)에서 수신된 신호 $y(t)$는 송신 신호 모델과 채널 임펄스 응답함수의 컨벌루션(convolution) 연산에 의해 잡음이 포함된 식으로 구할 수 있다.

$$y(t) = s(t) * h(t) + n(t)$$
$$= s(t) + a\exp(j\phi(t))s(t-\tau_t) + n(t) \quad (10)$$

등화기의 동작을 수식으로 나타내기 위하여 입력 신호 벡터를 나타내면 식 (11)과 같다.

$$\boldsymbol{y}(t) = [y(t+L_f), y(t+L_f-1), \cdots,$$
$$y(t+1), y(t), y(t-1), \cdots, y(t-L_b)] \quad (11)$$

여기서 L_f은 Feedforward tap number, L_b은 Feedback tap number를 나타낸다.

그리고 등화기의 가중치는 다음의 식 (12)와 같은 벡터로 표현할 수 있다.

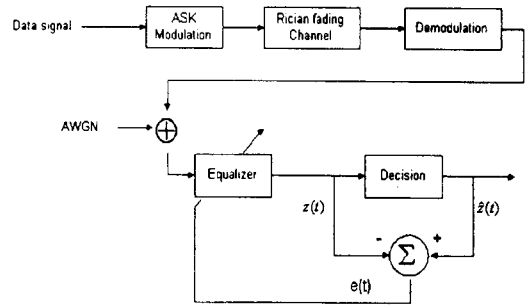
$$\boldsymbol{w}(t) = [w_{f,-L}, w_{f,-L+1}, \cdots,$$
$$w_{f,-1}, w_{f,0}, w_{b,1}, \cdots, w_{b,L-1}]^T \quad (12)$$

등화기에서 사용된 LMS 알고리즘의 동작은 식 (13)의 등화기의 출력과 이 출력 신호의 결정 신호와의 차로서 생성한 오차 신호와 수신 신호($y(t)$)를 이용하여 가중치 벡터를 갱신(update)하며 이 과정은 식 (14)에 나타내었다[9].

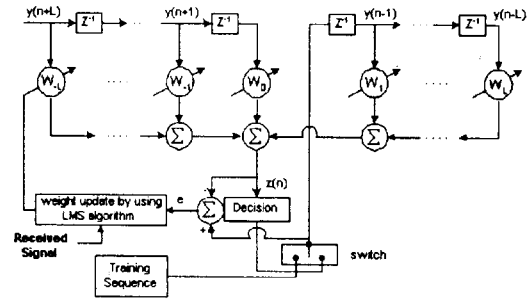
$$e(t) = \hat{z}(t) - z(t) = \hat{z}(t) - \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{y}(t) \quad (13)$$
$$\boldsymbol{w}(t+1) = \boldsymbol{w}(t) + \mu \boldsymbol{y}(t) e^*(t) \quad (14)$$

여기서, $\boldsymbol{w}$는 가중치 벡터, μ는 step size, $[]^H$는 conjugate transpose이다.

반사파 성분의 지연 시간을 mT_s라 두었을 때, 등화기의 출력은 식 (13)에서 갱신된 가중치와 수신된 신호의 곱으로 식 (15)와 같다.



(a) 시뮬레이션 모델



(b) DFE 구조

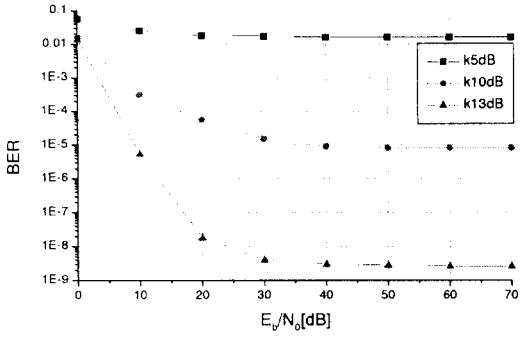
그림 6. DFE 시뮬레이션 모델 및 구조
Fig. 6. DFE Simulation model and structure.

$$z(t) = \sum_{i=-L_f}^{L_b} \boldsymbol{w}_i \boldsymbol{y}(t-i)$$
$$= \sum_{i=0}^{L_F-1-m} \{w_{f,-i}(t) + \beta w_{f,-(i+m)}(t)\} \cdot s(t+iT_s)$$
$$+ \sum_{i=L_f-m+1}^{L_f-1} w_{f,-i}(t) s(t+iT_s)$$
$$+ \sum_{i=1}^{m} \{\beta w_{f,-(m-i)}(t) + w_{b,i}(t)\} s(t-iT_s)$$
$$+ \sum_{i=m+1}^{L_b} w_{b,i} s(t-iT_s)$$
$$+ \sum_{i=0}^{L_f-1} w_{f,-i}(t) n(t+iT_s) \quad (15)$$

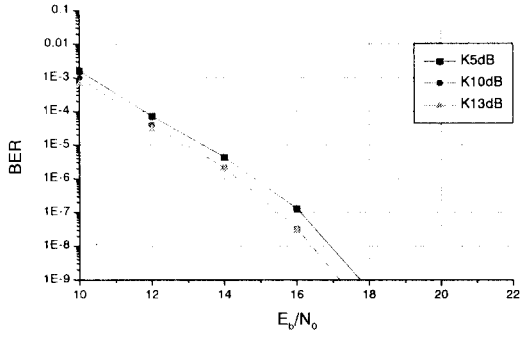
여기서 β는 $\alpha\exp(j\phi)$ 이다.

그러므로, 등화기의 결정신호는 식 (16)과 같다.

$$\hat{z}(t) = sgn(z(t)) \quad (16)$$



(a) DFE 사용 안했을 때



(b) DFE 사용했을 때

그림 7. DFE 사용시 성능 향상
Fig. 7. Performance Improvement with DFE.

등화기는 원하는 신호(desired signal)와 간섭 신호(interference signal)의 비가 최대가 되도록 동작하는데, 식 (17)은 등화기의 출력 SNR을 나타내며, 이 출력 SNR이 최대가 되도록 가중치 벡터는 갱신(update)된다[9].

$$SNR = \{|w_{f,0}(t) + \beta w_{f,-m}|^2 \sigma_s^2\} / \left\{ \sum_{i=1}^{L_F-1-m} |w_{f,-i}(t) + \beta w_{f,-(i+m)}(t)|^2 \sigma_s^2 + \sum_{i=N_F-m+1}^{N_F-1} |w_{f,-i}(t)|^2 \sigma_s^2 + \sum_{i=1}^{m} |\beta w_{f,-(m-i)}(t) + w_{b,i}(t)|^2 \sigma_s^2 + \sum_{i=m+1}^{L_B} |w_{b,i}(t)|^2 \sigma_s^2 + \sum_{i=0}^{L_F-1} |w_{f,i}(t)|^2 \sigma_n^2 \right\} \quad (17)$$

여기서 $\sigma_s^2 = E[|s(t)|^2]$, $\sigma_n^2 = E[|n(t)|^2]$ 이다.

등화기 사용시의 성능 향상은 그림 7에서 나타내었는데, K가 5, 10, 13 dB로 등화기를 사용했을 때와 사용하지 않았을 때의 BER을 비교하였다. 그림 7(b)에서 나타난 바와 같이 등화기를 사용했을 때는 K의 변화에 거의 영향을 받지 않고, 페이딩의 영향이 상당 부분 제거되었다.

3-4 다이버시티(Diversity)를 이용한 성능 개선

다이버시티는 비교적 저렴한 비용으로 수신 성능 향상을 할 수 있는 수신 기술이다. 본 연구의 DSRC

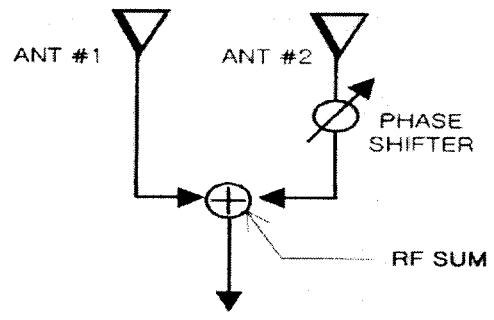


그림 8. 다이버시티 구조
Fig. 8. Diversity Structure.

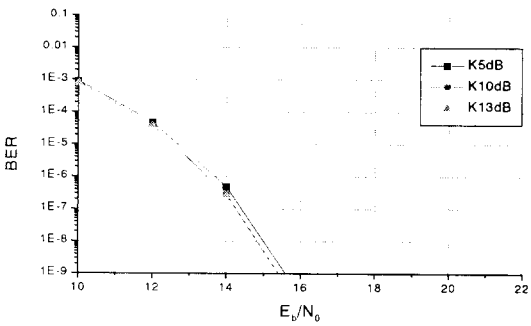


그림 9. 다이버시티 사용시 BER
Fig. 9. BER with Diversity.

에서는 저렴한 비용으로 사용 가능한 공간 다이버시티(Space Diversity)기법과 신호 합성 방법으로는 EGC(Equal Gain Combining)을 이용하였다. 그리고 복조기의 수를 줄이기 위해 두 다이버시티에 수신된 신호를 합성하는 것을 RF단에서 이루어지도록 하였다(그림 8). 그리고 다이버시티에 수신되는 신호의 상관(Correlation)은 독립적일 때로 하였으며, 그림 9은 그림 7(a)의 결과를 다이버시티를 이용하여 수신단에서의 BER을 구한 것이다. 등화기를 사용했을 때보다 E_b/N_0가 증가함에 BER이 평균 10^{-2}정도 향상됨을 알 수 있다.

Ⅳ. 결 론

DSRC는 노변 장치(RSU)와 차량(OBE)간의 거리가 100 m 이하이고 LOS가 유지되는 특징을 가진다. 그리고 값싸고 단순한 변조 기술이 요구되는 데, 현재 ASK가 표준 변조 방식으로 국내에서 개발 중에 있다. 하지만, ASK는 값싸고 단순한 변조 기술이기 때문에, Ⅱ장에서 보인 바와 같이 FSK, PSK와 비교했을 때 채널 환경에 영향을 많이 받고 BER성능이 떨어진다. 이에 대한 대책으로 본 논문에서는 안테나 다이버시티와 등화기를 적용하였고 안테나 다이버시티 기법이 좀더 나은 성능을 나타내었다. 그리고 그림 5에서 나온 결과에 나타났듯이 RSU와 OBE간의 거리가 10~100 m로 가깝기 때문에, OBE에서 반송파대 잡음비는 45~65 dB로 높은 비를 유지하였다. 그리고 이 결과를 그림 7에 적용하면 안테나 다이버시티나 등화기를 적용하지 않았을 때는 K가 10 dB에서 BER이 10^{-5}을 겨우 유지하였으나 페이딩을 제거하는 두 수신 기술을 적용하였을 때에는 그림 7(b)와 그림 9에서 보인 바와 같이 BER이 10^{-9}이하로 우수한 성능을 나타내었다. 그러므로 시뮬레이션 결과에 나타난 바와 같이, OBE에 등화기나 안테나 다이버시티 수신 기법을 적용하면 ASK 시스템의 성능 한계를 극복하고 안정된 수신을 유지할 수 있기 때문에, 양질의 서비스를 제공할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Andreas Polydoros, "Vehicle to Roadside Communications", *California PATH Research Report*, Southern California Uni., June, 1993.

[2] S. U. Qureshi, "Adaptive Equalization," *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, Sept., 1985.

[3] J. D. Gibson, *The Mobile Communications Handbook*, 2nd Ed., IEEE Press, 1999.

[4] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles & Pracitice*, Prentice-Hall Inc, 1996.

[5] R. Prasad, *Universal Wireless Personal Communications*, Artech-House, 1998.

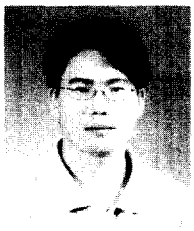
[6] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall Inc., 1985.

[7] J. G. Proakis, "Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio," *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, vol. VT-40, no.2, pp. 333-341, May, 1991.

[8] J. Proakis, *Digital Communication*, 3nd Ed., McGraw-Hill, 1989.

[9] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice-Hall Inc., 1997.

정 재 승



1999년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
1999년 3월~현재: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 대학원 석사과정 재학중
[주 관심분야] DSRC, 다중 사용자 수신기, 스마트 안테나

이 병 섭

1979년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1981년 2월~1992년 1월: 한국전자통신연구원
1990년 5월: New Jersey Institute to Technology(공학박사)
1992년 9월~현재: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 부교수
[주 관심분야] 위성통신, 신호처리, Adaptive array

오 현 서

1982년 2월: 숭실대학교 전자공학과(공학사)
1985년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
1998년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학박사)
1982년 3월~현재: 한국전자통신연구원 ITS 시스템 책임연구원
[주 관심분야] 이동통신, CDMA 모뎀, ITS 무선 패킷 통신

임 춘 식

1975년 2월: 한국항공대학교 통신공학과(공학사)
1986년 2월: 한국항공대학교(공학석사)
1992년 3월: 일본 요코하마국립대학 대학원 전자정보(공학박사)
1978년 6월~1980년 5월: ADD(연구원)
1980년 6월~현재: 한국전자통신연구원(책임연구원)
1993년 3월~현재: 한국전자통신연구원 ITS 시스템 연구팀 팀장
[주 관심분야] 위성통신, ITS 시스템