

XPIC를 이용한 ITS/DSRC 주파수 재사용 기법

ITS/DSRC Frequency Reuse Method using XPIC

양 완 철 · 강 경 구* · 이 병 섭

Wan-Chul Yang · Kyung-Koo Kang* · Byung-Seub Lee

요 약

본 논문에서는 ITS/DSRC시스템에서 동일 대역을 유지하면서 시스템 용량을 두 배로 증가시킬 수 있는 방법으로 이중편파(dual-polarization)기법을 제안한다. 이중편파기법은 상호 직교하는 전자기파를 이용하여 정보를 전달하는 방식으로 이론적으로 시스템 용량을 배가시킬 수 있다. 그러나 실제로는 XPI(Cross Polarization Interference)와 다중경로 간섭 등의 요인으로 시스템 성능 열화가 발생하는데 XPI 및 다중경로 간섭을 동시에 제거 가능한 XPIC(Cross Polarization Interference Canceller)를 해결책으로 제시하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이를 검증한다.

Abstract

In this paper, we propose dual-polarization technique which double the system capacity without increasing any other bandwidth. In theory, dual-polarization technique can double system capacity by using an orthogonal electromagnetic wave. However, cross-polarization interference and multipath interference degrade system performance in practice. To cope with this problem, we propose Cross Polarization Interference Canceller(XPIC) for ITS/DSRC system which can mitigate the XPI as well as multipath propagation interference. We also analyze and discuss its performance with relevant computer simulation results.

Key words : Dual Polarization, Frequency Reuse, XPI, XPIC

I. 서 론

주파수 스펙트럼은 무선통신에서는 유한한 천연 자원으로 인식되고 있다. 따라서 증가 일로에 있는 무선통신의 수요를 위해 효율적인 주파수 활용방안은 점점 중요한 문제로 대두되고 있다. 또한 지능형 교통 시스템 기술은 기초 교통시설에 첨단 전자통신 정보기술을 응용함으로써 교통 시설운영 효율성의 극대화, 교통사고의 획기적인 감소, 물류비 절감 및 첨단 교통산업의 육성 등이 기대되는 기술이다. 특히 첨단 데이터 통신 기술을 이용하여 운전자에

게 교통 혼잡, 교통 사고 등과 같은 실시간 교통정보를 제공함으로써 운행시간, 에너지 낭비, 교통공해 등을 줄일 수 있는 효과적인 해결책으로 급부상하고 있다. ITS(Intelligent Transport System)의 도입에 따라 새로운 개념의 통신 수단으로 등장하게 되는 것이 DSRC(Dedicated Short Range Communication)와 차량-차량간 직접통신(Vehicle-to-Vehicle Direct Communication)이다.

ITS분야에 있어서 상기한 여러 서비스를 충분히 제공하기 위해서는 충분한 대역을 확보해야 하나 현실적으로 제한이 따른다. 따라서 본 논문에서는

한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부(School of Electro., Telecomm. and Computer Eng., Hankuk Aviation Univ.)

*(주)한국 IBM(IBM Korea)

· 논문 번호 : 20020605-066

· 수정완료일자 : 2002년 8월 8일

현행 5.8 GHz 대역을 유지하면서 시스템 용량을 두 배로 증가시킬 수 있는 방안으로 이중편파(dual-polarization)기법을 제안한다. 이중편파기법은 상호 직교하는 전자기파를 이용하여 정보를 전달하는 방식으로 이론적으로 시스템 용량을 배가시킬 수 있다^{[1],[2]}. 그러나 상호편파간섭과 다중경로 간섭 등의 요인으로 시스템 성능이 열화되므로 이러한 XPI 및 다중경로 간섭 제거 기법이 강구되어야 한다^{[3]-[5]}.

본 논문의 구성은 2장에서 ITS/DSRC시스템에서 이중편파의 도입과 XPI 및 채널 모델링에 대해서 논하고 3장에서 XPIC설계를 위한 비용함수 및 적응 알고리즘에 대해 설명한다. 4장에서 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과를 분석하고 5장으로 결론을 맺는다.

II. Description of the Problem

2-1 이중 편파 ITS/DSRC 시스템

그림 1은 이중편파 기법을 도입한 ITS/DSRC 시스템의 기본 시스템 모델을 보인다. 현재 RSE(Road Side Equipment)와 OBE(On Board Equipment)사이의 안테나 편파는 RHCP(Right Hand Circular Polarization)를 사용하고 있다. 여기에 그림 1에서처럼 LHCP(Left Hand Circular Polarization)안테나를 RSE 및 OBE에 각각 설치하여 동일한 주파수로 동시에 송수신하게 된다. 각 안테나의 이득은 동일하다고 가정한다. 여기서 RR, LL은 각각 우수회전(right hand circular)과 좌수회전(left hand circular) 링크를 의미하고, RL, LR은 전송 채널상에서의 상호편파간섭(XPI) 링크를 의미한다. 이론상으로는 편

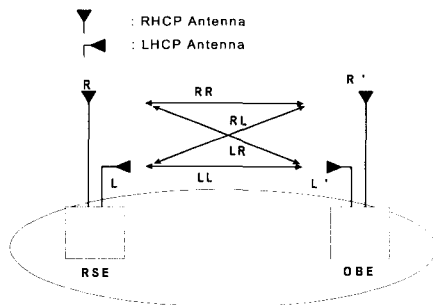


그림 1. 이중편파 ITS/DSRC 시스템 모델
Fig. 1. Dual-polarization ITS/DSRC system model.

파간의 상호간섭은 직교성에 의해 존재하지 않는다. 그러나 실제 채널을 통한 전파중에 이러한 직교성이 손상을 받아 상호편파간섭, 즉 XPI가 발생하게 된다. XPI의 발생원인은 강우, 다중경로 전파지연 및 안테나의 부정합 등 다양하게 나타날 수 있고 결과로 전송 품질을 크게 열화시키게 된다. 이러한 XPI에 의한 열화를 경감하기 위한 적응 편파간섭 제거기법 등이 연구되어 왔다^{[3]-[5]}.

2-2 XPI 채널 모델

본 논문에서 XPI 모델은 그림 2에서와 같다. $x_1(t)$, $x_2(t)$ 는 각각 송신측에서의 RHCP 안테나와 LHCP 안테나로부터의 방사된 신호를 의미한다. $y_1(t)$, $y_2(t)$ 는 수신측에서의 RHCP 및 LHCP 안테나의 입사신호를 의미한다. $n_1(t)$, $n_2(t)$ 은 서로간에 상관없는(uncorrelated) 백색부가잡음을 말한다.

은 송신측 RHCP 안테나로부터 희망신호뿐만 아니라 송신측 LHCP 안테나로부터 간섭신호를 포함한다. 또한 은 송신측 LHCP 안테나로부터의 희망신호뿐만 아니라 송신측 RHCP 안테나로부터의 간섭신호를 포함한다. 즉, 안테나 송신신호는 자기채널(H_{RR} , H_{LL})심볼간섭 및 상호채널(H_{RL} , H_{LR}) 간섭을 받게 되고 여기에 AWGN이 부가되어 각각의 출력 $y_1(t)$, $y_2(t)$ 를 이루게 된다.

그림 2를 행렬식 형태로 나타내면 다음식과 같다.

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H} * \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

단, 출력 $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t)]^T$, 입력 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t)]^T$,

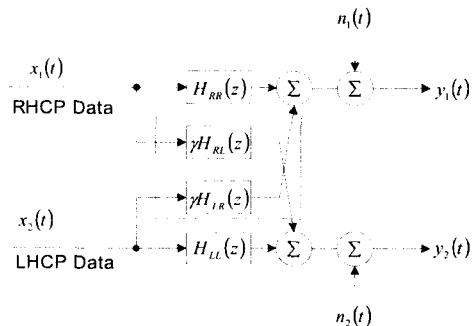


그림 2. 상호편파간섭 모델
Fig. 2. Cross Polarization Interference Model.

$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t)]^T$ 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이다.

또는

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{RR} & \gamma H_{LR} \\ \gamma H_{RL} & H_{LL} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 H_{RR}, H_{LL} 은 ISI(Inter Symbol Interference) 채널의 전달함수이고, H_{RL}, H_{LR} 은 XPI채널의 전달함수를 나타낸다.

γ 는 XPD(Cross Polarization Discrimination)이며 동일한 주파수를 사용하는 RHCP와 LHCP 링크간의 커플링(coupling) 정도를 나타내며 일반적으로 다음 식 (3)과 같이 dB로 표시한다^[5].

$$XPD(db) = -20 \text{Log} \gamma \quad (3)$$

III. XPIC and Adaptive Algorithm

3-1 단일채널 블라인드 등화기

단일채널 블라인드 등화기는 그림 3과 같은 구조로 이루어지며 Bussgang 특성을 이용한다. Bussgang 특성이란 식 (4)와 같이 등화기 출력 \hat{x}_i 의 자기상관과, y_i 과 비선형 함수를 통과한 \hat{x}_i 의 상호상관이 동일하다는 특성으로 블라인드 등화기에 응용되고 있다^[6].

$$E(\hat{x}_{i+k} \hat{x}_i) = E(\hat{x}_{i+k} g(\hat{x}_i)) \quad (4)$$

등화기에서 비용함수(cost function)는 LMS 알고리즘에서 평균자승오차(mean squared error)를 최소화시키는 것과 같은 방식으로 최소화되고 다음 식 (5)와 같다.

$$J = (\hat{x} - x)^2 \quad (5)$$

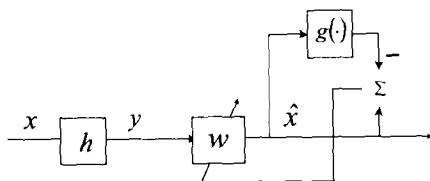


그림 3. 단일채널 블라인드 등화기
Fig. 3. Single channel blind equalizer.

가중치 갱신식은 학습모드에서처럼 참조신호 사용이 가능할 때는 LMS 알고리즘과 유사하며 다음과 같다.

$$w = w + \mu(\hat{x} - x)y \quad (6)$$

단, 여기서 μ 는 스텝 사이즈이다.

식 (5)의 비용함수는 가우시안 분포를 가지는 신호에 대해 최적화된 MMSE(Minimum Mean Squared Error)기법이다. 그러나 사전에 신호의 확률밀도 함수를 알 수 있으므로 Bussgang 비선형함수를 이용하면 신호의 사전정보를 이용 가능하게 되어 비가우시안 신호에 대해서도 최적화된 MMSE기법을 적용할 수 있다. 다음 식 (7)은 비가우시안 신호의 MMSE계열 비용함수이다.

$$J = (\hat{x} - g(x))^2 \quad (7)$$

단, 여기서 Bussgang 비선형함수 $g(x) = -E|x|^2 p'_x(x)/p_x(x)$ 이다^[6].

식 (7)을 이용하여 LMS알고리즘과 유사한 방법으로 가중치 갱신식을 만들면 다음과 같다.

$$w = w + \mu(\hat{x} - g(x))y \quad (8)$$

실제의 경우 블라인드 등화기에서 참조 신호란 존재하지 않는다.

따라서 참조신호를 사용할 수 없는 경우에는 식 (7)과 식 (8)의 비용함수와 가중치 갱신식을 그대로 적용할 수 없다. 이런 경우 실제값 x 대신 등화기의 추정된 출력 \hat{x} 을 사용하여 블라인드 형태의 비용함수와 가중치 갱신식을 사용한다.

$$J_b = (\hat{x} - g(\hat{x}))^2 \quad (9)$$

$$w = w + \mu(\hat{x} - g(\hat{x}))y \quad (10)$$

3-2 다중 채널 블라인드 디컨벌루션

단일 채널 블라인드 등화기의 경우를 확장하여 그림 4와 같은 다중채널 시스템에 적용할 수 있다. 이런 경우 서로 독립인 정보원들의 확률밀도 함수(pdf)만 알고 있다고 가정한다.

사전에 아무런 정보 없이 오직 식 (1)에서의 관측 신호 $y(t)$ 신호만을 이용해서 원래신호 $x(t)$ 를 추정해

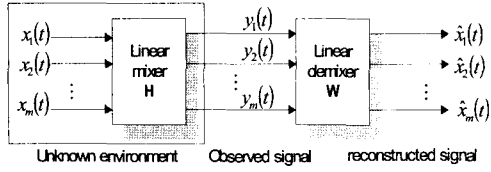


그림 4. 다중채널 블라인드 디컨벌루션
Fig. 4. Multi-Channel Blind Deconvolution.

내는 과정을 블라인드 디컨벌루션이라 한다^{[7],[18]}. 만약, 미지의 원 신호들이 상호 독립이고 합성행렬 H의 역행렬이 존재한다면 다음식을 만족하는 분리행렬 W를 구할 수 있고 결과적으로 원 신호의 복원이 가능하다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W} * \mathbf{y} = \mathbf{W}\mathbf{H} * \mathbf{x} \doteq \mathbf{D}\mathbf{P} * \mathbf{x} \quad (11)$$

단, D는 대각행렬(diagonal matrix), P는 permutation 행렬을 나타낸다.

그림 5는 RHCP 및 LHCP 2채널 경우의 블라인드 디컨벌루션 구조를 보여준다.

3-3 Cost Function and Batch Solution

pdf가 알려진 N개의 정보원들 중에서 i 번째 신호는 단일채널 블라인드 등화기에서 사용되었던 비용함수를 이용하여 고전적인 블라인드 등화기 기법을 사용할 수 있다.

다중 (N)채널 비용함수는 이러한 각각의 단일채널 블라인드 비용함수들의 합으로서 만들어진다^[9].

$$\mathbf{J} = J_1(\hat{x}_1) + J_2(\hat{x}_2) + \dots + J_N(\hat{x}_N) \quad (12)$$

또는

$$\mathbf{J} = \sum_{all\ i} J_i(\hat{x}_i) \quad (13)$$

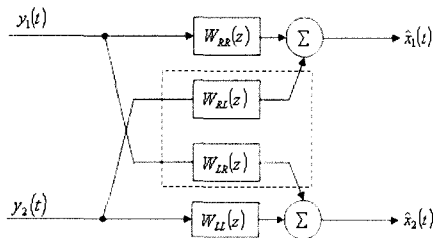


그림 5. 2 채널 XPIC 구조
Fig. 5. Two channel XPIC structure.

이러한 다중채널 블라인드 비용함수는 Wiener 필터 이론에 근간을 두고 있는데 다중채널 Wiener 해법은 식 (14)의 비용함수 즉, 오차 공분산 행렬 기대값의 trace를 최소화 시키는 방식으로 찾을 수 있다^[10].

$$\mathbf{J} = tr\ E\{(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})^H\} \quad (14)$$

또는

$$\mathbf{J} = \sum_{all\ i} E\{|\hat{x}_i - x_i|^2\} \quad (15)$$

그리고 다중채널 블라인드 비용함수는 Bussgang 특성을 이용하여 다음 식 (16)과 같다.

$$\mathbf{J} = tr\ E\{(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{g})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{g})^H\} \quad (16)$$

여기서, $\mathbf{g} = [g_1(\hat{x}_1) \ g_2(\hat{x}_2) \ \dots \ g_N(\hat{x}_N)]^T$, 그리고 $g_i(\cdot)$ 는 Bussgang 비선형 함수를 말한다.

식 (16)의 다중채널 비용함수를 최소화하기 위한 배치처리는 최소 자승 처리기법(least square)을 이용하여 데이터 행렬 구성 및 인버스 필터 추정을 위한 행렬연산으로 이루어진다.

식 (17)은 데이터 행렬(data matrix)을 나타낸다.

$$\mathbf{Y}_i = \begin{bmatrix} y_i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & y_i & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & y_i & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & y_i \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{y}_i = \left[y_i \left(\frac{L}{2} + 1 \right) \ y_i \left(\frac{L}{2} + 2 \right) \ \dots \ y_i \left(\frac{L}{2} + T \right) \right] \quad (18)$$

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1 \ \mathbf{Y}_2 \ \mathbf{Y}_3 \ \dots \ \mathbf{Y}_N] \quad (19)$$

$$\mathbf{x}_i = [x_i(1) \ x_i(2) \ \dots \ x_i(T)] \quad (20)$$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \ \mathbf{x}_2 \ \mathbf{x}_3 \ \dots \ \mathbf{x}_M] \quad (21)$$

여기서 L은 다중경로 지연의 길이를 나타내고, N 은 입력센서의 개수, M은 입력채널의 개수(단, N=M이라고 가정함), T는 센서에서 수집되는 데이터 샘플 수를 의미한다.

이때 Wiener 최적해는 다음 식 (22)와 같이 정규식(normal equation)이 된다.

$$\overline{\mathbf{W}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \quad (22)$$

단, 여기서 $R = YY^H$, $P = YY^H$ 이다.

가중치 행렬 \vec{W} 은 FIR 행렬이고 이것의 역행렬은 다음 성분을 가지는 FIR 행렬이 된다.

$$\frac{1}{\Delta} [\text{cofactor}_j]^T \quad (23)$$

2x2경우에 다음식과 같다.

$$\vec{W} = \begin{bmatrix} \frac{h_{LL}}{\Delta} & -\frac{h_{LR}}{\Delta} \\ -\frac{h_{RL}}{\Delta} & \frac{h_{RR}}{\Delta} \end{bmatrix} \quad (24)$$

단, $\Delta = h_{RR} * h_{LL} - h_{LR} * h_{RL}$

3-4 Adaptive Online Algorithm

필터 가중치 갱신을 위한 적응 온라인 알고리즘을 구하기 위해서 비용함수 식 (16)의 최소화를 위해 미분을 취하면

$$\frac{\partial J}{\partial \vec{W}} = \frac{\partial J}{\partial \vec{x}} \frac{\partial \vec{x}}{\partial \vec{W}} = \frac{\partial J}{\partial \vec{x}} \vec{y}^* \quad (25)$$

이 된다.

또한, 블라인드 “오차”는 스칼라가 아닌 벡터형태로 다음 식 (26)과 같다.

$$\frac{\partial J}{\partial \vec{x}} = (\hat{\vec{x}} - \vec{g}) \quad (26)$$

단, $\vec{g} = [g_1(\hat{x}_1)g_2(\hat{x}_2) \dots g_N(\hat{x}_N)]^T$ 는 Busgang 비선형 함수이다.

LMS 알고리즘에서처럼 steep descent 방식을 사용하면 다음 식 (27)과 같은 온라인 가중치 갱신식을 얻을 수 있다.

$$\vec{W} = \vec{W} + \mu(\hat{\vec{x}} - \vec{g})\vec{y}^* \quad (27)$$

IV. Simulation and Result

4-1 시뮬레이션 환경

시뮬레이션 환경은 ITS/DSRC상에서 데이터속도는 1 Mbps이고 변조방식은 BPSK, 반송파 주파수는 5.8 GHz이다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

Table 1. Simulation parameters.

변조방식	BPSK
Bit Rate	1Mbps
Channel Model	Tapped-delay line multipath channel

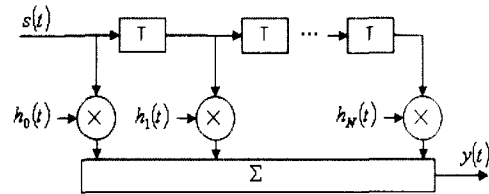


그림 6. 탭 지연 선형 FIR필터 다중경로채널 모델
Fig. 6. Tapped-delay-line model for diffuse multipath channels.

안테나 편파는 RHCP 및 LHCP를 사용하고 각각의 이득은 동일하다고 가정한다.

XPI 및 다중경로 채널 모델은 그림 6과 같은 탭 지연 선형 FIR 필터로 모델링하였다.

4-2 시뮬레이션 결과

그림 7은 XPIC를 적용하지 않았을 때 E_b/N_0 를 고정시키고 XPD에 따른 시스템의 오율 성능을 보여준다. E_b/N_0 가 10 dB 이하에선 성능이 매우 열화됨을 보여준다.

E_b/N_0 가 15 dB일 때 10^{-4} 의 오율 성능을 위해선 RHCP, LHCP 채널에서 각각 XPD가 대략 7 dB, 8 dB 이상을 요구함을 알 수 있다.

그림 8은 XPIC를 사용하지 않았을 때 XPD를 고정하고 E_b/N_0 를 증가시키면서 오율 성능을 관찰한 그래프이다.

XPD가 증가할수록 오율은 감소하였고, 예를 들어 RHCP 채널에선 XPD가 4 dB이고 E_b/N_0 는 대략 20 dB 이상이 될 때 10^{-3} 오율 성능을 가짐을 알 수 있고 LHCP 채널에선 XPD가 4 dB이고 E_b/N_0 는 대략 17 dB 이상이 될 때 10^{-3} 오율 성능을 가짐을 알 수 있고 단 그림 7과 그림 8에서의 결과는 ISI는 없다고 가정하고 단지 XPI만을 고려한 결과이다.

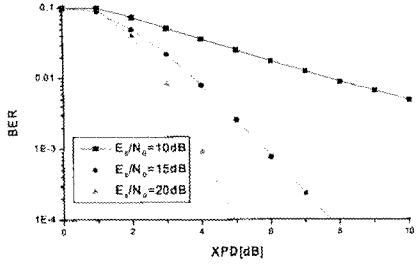
그림 8의 결과로 알 수 있는 것은 XPIC를 사용하지 않았을 때 XPI에 따른 성능열화는 XPD에 크게

의존한다는 사실을 알 수 있다.

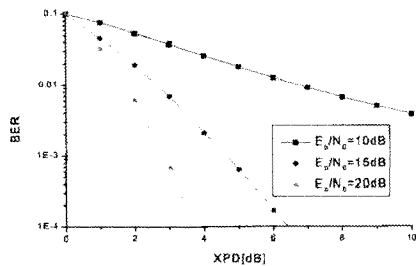
더구나 그림 7과 그림 8에서의 결과는 XPD에 따른 XPI의 영향을 분석하려는데 초점을 맞추어 자기 채널 H_{RR} , H_{LL} 에 의한 왜곡 즉, ISI는 고려하지 않았다. 따라서 실제로 ISI를 고려한다면 시스템 성능은 더욱 열화되어 XPIC를 사용해서 XPI 및 ISI를 경감시켜야만 한다.

그림 9는 XPIC를 사용하였을 때 XPD를 고정하고 E_b/N_0 를 증가시켜가며 시스템의 오율 곡선을 보여 주고 있다. 그래프에서 보듯이 XPD가 5 dB일 때 E_b/N_0 가 15 dB 정도면 대략 10^{-4} 오율 성능을 나타낼 수 있다. 단, 여기서 채널모델은 XPI 및 ISI를 모두 고려하였고 사용된 탭 사이즈는 16, 스텝 사이즈는 0.0002이다. 한 가지 특이한 점은 XPIC를 적용하지 않았을 경우에는 오율 특성이 XPD에 크게 영향을 받았지만 XPIC를 적용한 경우의 성능곡선은 XPD(0, 5, 10 dB)에 그다지 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

그림 10 (a), (b)는 탭 사이즈는 16으로 고정하고 스텝 사이즈가 변화할 때 각각의 채널에서의 XPIC

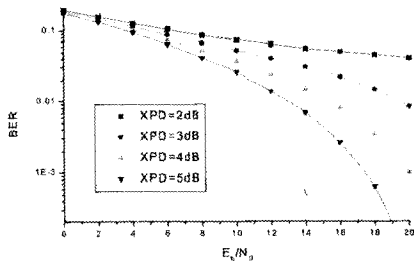


(a) RHCP 채널

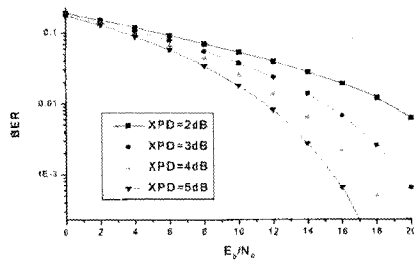


(b) LHCP 채널

그림 7. XPD에 따른 BER 성능곡선
Fig. 7. BER curve as a function of XPD.

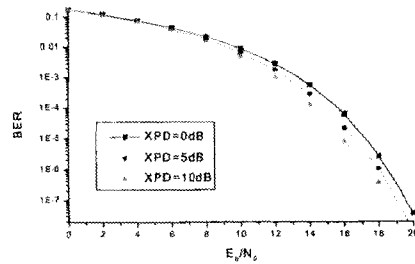


(a) RHCP 채널

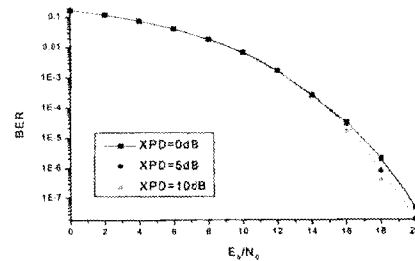


(b) LHCP 채널

그림 8. E_b/N_0 에 따른 BER 성능곡선
Fig. 8. BER curve as a function of E_b/N_0 .

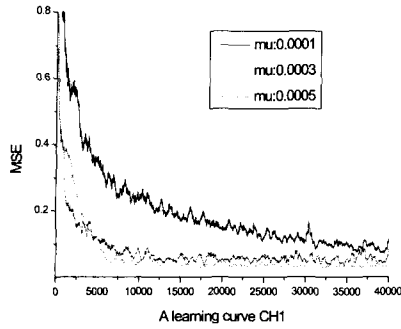


(a) RHCP 채널

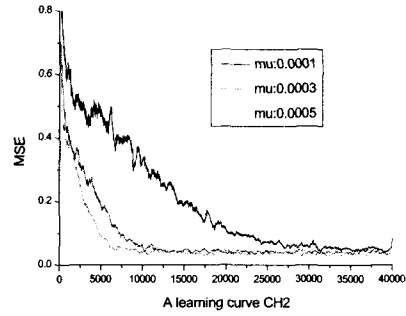


(b) LHCP 채널

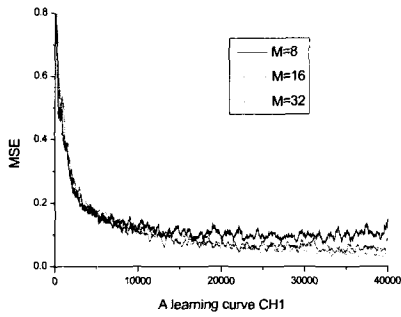
그림 9. E_b/N_0 에 따른 XPIC BER 성능곡선
Fig. 9. XPIC BER curve as a function of E_b



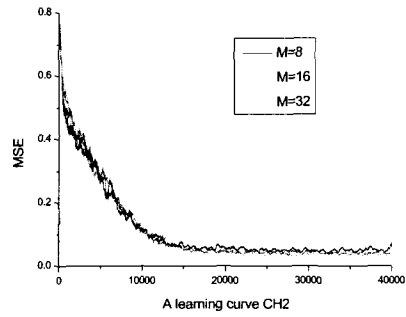
(a) RHCP 채널(탭 사이즈=16)



(b) LHCP 채널(탭 사이즈=16)



(c) RHCP 채널(스텝 사이즈=0.0002)



(d) LHCP 채널(스텝 사이즈=0.0002)

그림 10. 파라미터에 따른 XPIC MSE 곡선

Fig. 10. XPIC MSE curve as a function of parameters.

MSE를 보여주고 있고 그림 10 (c), (d)는 스텝 사이즈를 0.0002로 고정하고 탭 사이즈에 따른 XPIC MSE곡선을 보여주고 있는데 필터 길이가 8탭 이상이면 수렴을 하지만 안정성을 위하여 16탭 정도면 적당하였다.

V. 결론 및 검토

ITS/DSRC시스템에서 주파수 재사용 방안으로 이중편파 기법을 제안 하였다. 이중편파기법은 상호 직교하는 전자기파를 이용하여 정보를 전달하는 방식으로 이론적으로 시스템 용량을 배가시킬 수 있다. 그러나 XPI 와 다중경로 간섭 등의 요인으로 시스템 성능이 열화되므로 이러한 XPI 및 다중경로 간섭 제거 기법이 강구되어야 한다. 본 논문에서는 XPI 및 ISI 를 동시에 제거하는 XPIC를 적용하여

ITS/DSRC시스템에서의 이중편파기법을 적용한 주파수 재사용 가능성을 시뮬레이션을 통하여 증명하였다.

시뮬레이션 결과에서 제안된 XPIC는 XPI 현상 및 다중경로 간섭을 제거하여 상당한 시스템 성능이득효과가 있음을 알 수 있었고 결과적으로 제안된 XPIC를 이용하여 심각한 성능열화 없이 ITS/DSRC시스템에서 채널용량을 배가시킬 수 있었다. 향후 심한 다중경로 채널환경에서도 제안된 XPIC의 유효성을 확보하기 위해서 보다 개선된 XPIC구조 및 알고리즘의 연구가 진행되고 있다.

참고 문헌

[1] M. Takahashi, H. Takanashi and T. Tanaka, "Cross polarization interference canceler for

- microcellular mobile communication systems", *in Int. Conf. Commun., ICC95*, pp. 910-914, June 1995.
- [2] L. Ordano, F. Tallone, "Dual polarized propagation channel: Theoretical model and experimental results", *in Proc. 10th Int. Conf. Antennas and Propagation*, vol. 2, pp. 363-366, Apr. 1997.
- [3] M. Kavehrad, J. Salz, "Cross-polarization cancellation and equalization in digital transmission over dually polarized multipath fading channels", *AT&T Bell Lab. Tech. J.*, vol. 64, no. 10, pp. 2211-2245, Dec. 1985.
- [4] L. J. Greenstein, "Analysis/simulation study of cross-polarization cancellation in dual-polarization digital radio", *AT&T Bell Lab. Tech. J.*, vol. 64, no. 10, pp. 2261-2280, Dec. 1985.
- [5] M. Kavehrad, "Performance of cross-polarized M-ary QAM signals over nondispersive fading channels", *AT&T Bell Lab. Tech. J.*, vol. 63, pp. 499-521, Mar. 1984.
- [6] S. Bellini, *Bussgang techniques for blind deconvolution and equalization, in blind deconvolution*(S. Haykin, ed.), Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, pp. 8-52, 1994.
- [7] A. T. Walden, "Non-Gaussian reflectivity, entropy and deconvolution", *Geophysics*, vol. 12, pp. 2862-2888, Dec. 1985.
- [8] D. Donoho, *On Minimum entropy deconvolution, in Applied Time Series Analysis II*, New York: Academy Press, pp. 565-608, 1981.
- [9] R. H. Lambert, C. L. Nikias, "Fast converging methods for multichannel blind equalization or separation of multipath mixtures", *MILCOM '96, Conference Proceedings, IEEE*, vol. 3, pp. 854-858, 1996.
- [10] T. Kailath, *Linear systems*, Prentice Hall, 1980.

양 완 철



1973년 9월 12일생
 1998년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)
 2000년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 대학원 (공학석사)
 2000년 8월~현재: 한국항공대학교 통신정보공학과 대학원 박사 과정 수료

[주 관심분야] 신호처리, Adaptive Array, DSRC

강 경 구

1958년 9월 16일생
 1979년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)
 1982년 1월: (주)한국 IBM입사
 1983년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 2001년 8월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 대학원 박사과정 수료
 1982년 1월~현재: (주)한국 IBM 서비스사업부 전문위원/실장

[주 관심분야] Wireless Internet, DataBase System, Securit

이 병 섭



1957년 1월 1일생
 1979년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)
 1981년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 1981년 2월~1992년 1월: 한국전자통신연구소(ETRI)

1990년 5월: New Jersey Institute of Technology (공학박사)

1992년 9월~현재: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 교수

[주 관심분야] 위성통신, 신호처리, Adaptive Array