

A Pilot Symbol Based Coherent QAM Decoder for a Wireless Channel

金 韓 一* · 韓 在 忠**

(Han-Il Kim · Jae Choong Han)

Abstract - Quadrature Amplitude Modulation(QAM) is well known as bandwidth efficient modulation scheme. However, its use for mobile communications has been limited due to noise and signal distortion. Recently, the QAM scheme is emerging as a new modulation scheme for a band-limited wireless system. In this paper, we propose an iterative decoding algorithm assuming QAM signal for a narrow-band mobile channel. The Algorithm is based on the EM (Expectation Maximization) Algorithm, and the performances of the proposed decoder are assessed using computer simulation. The simulation results show that the proposed decoder perform better compared to that of other schemes.

Key Words : Pilot Symbol, QAM, Fading Channel, ML

1. 서 론

편이성과 이동성의 장점을 지닌 무선통신은 폭발적인 수요의 증가와 다양한 부가 서비스 제공에 대한 욕구 등을 만족시키기 위하여 급속도로 발전하고 있다. 이러한 발전에 힘입어 향후 멀티미디어 서비스를 제공하는 IMT-2000(FPLMTS)가 제공되고 또한 다양한 형태의 고속 무선전송시스템이 개발되고 있다. 유럽의 ETSI에서 진행중인 HIPERLAN, MBS, SAMBA, MEDIAN 등이 이러한 고속 무선 시스템의 대표적인 예이다.

무선통신 시스템의 엄청난 수요증가로 인해 가장 주목되는 점은 제한되어 있는 가용 주파수 자원에 대한 문제이며, 주파수를 효율적으로 사용하기 위한 여러 가지 방식들이 활발히 연구되고 있다. 현재 무선송수신기에 적용되고 있는 모델은 Constant Envelope 특성을 갖는 PSK, GMSK 변조방식등을 사용하는데 이는 신호의 왜곡과 잡음 등에 강하기 때문에 주로 사용된다. 그러나 주파수 고갈문제가 심각해지면 복잡도가 다소 증가하더라도 현재 사용하는 PSK의 변조방식보다 주파수 효율성이 높은 QAM과 같은 Multi-level 변조방식이 사용될 것으로 보인다.

주파수 효율성이 높은 QAM 방식을 무선 채널에 적용할 때 필수적 기술중 하나는 페이딩 채널의 상태를 정확히 추정하여 복조시 활용하는 것이다. 즉 신호의 진폭왜곡과 위상왜곡을 정확히 추정하여 복조기에서 이러한 왜곡을 보상하는 기술

이 필요하다. 이러한 수신기술은 파일럿 채널을 이용한 방식과 파일럿 심벌을 이용한 방식으로 구분된다[1][2][3][4]. QAM 변조방식과 같은 Multi-level의 변조방식의 경우 파일럿 심벌을 이용하는 방식이 적용될 경우 수신단의 회로 및 신호처리 알고리즘을 간단히 할 수 있어서 주목을 받고 있으며 또한 안정된 수신성능을 확보할 수 있다. 파일럿 심벌을 이용한 수신 알고리즘 설계의 경우 ML(Maximum Likelihood)방식이 최적의 성능을 갖는다. 그러나 ML 방식은 그 복잡도 때문에 EM (Expectation-Maximization)[5] 알고리즘을 이용하여 ML 방식의 근사적인 수신성능을 확보하는 방식이 많이 쓰이고 있다. EM 방식을 적용하여 ML 근사치를 구한 예는 [6]에서 비동기 CDMA 시스템에서 지연시간 추정 및 복호기 설계에 적용이 되었고, [7]에서는 CDMA 시스템에서 다중경로 채널추정에 적용되었다. PSK 또는 QAM 변조 방식의 경우에 EM 방식을 이용하여 채널추정 및 복호기의 구조를 제안한 연구는 이미 [8]에 소개되었다. 그러나 실제 최적의 구현은 Constant Envelope 특성을 갖는 PSK 변조방식으로 제한된 구조이며, 따라서 본 논문에서는 EM 알고리즘을 QAM 변조방식에 적용하기 위한 Suboptimal 알고리즘을 제안하고 성능검증을 하였다. 또한, 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 Ungerboeck에 의해 제안된 TCM(Trellis Coded Modulation)[9,10] 방식이 적용된 시스템의 시뮬레이션도 수행을 하였다.

본 논문에서는 16QAM에 파일럿 심벌을 이용하여 채널을 추정하여 1차 디코딩, 다시 선형필터를 거쳐 2차로 페이딩을 보상하여 부호화율이 3/4인 8-state TCM 방식을 적용 수신단은 Viterbi 디코딩 알고리즘을 적용시키는 수신단 구조를 제안하였다. 성능 검증을 위해 Monte Carlo 시뮬레이션 기법을 이용하였다. 그리고 심벌당 동일한 정보비트수를 갖는 부호화되지 않은 8DPSK와 제안한 알고리즘을 비교 성능 분석을 하였다. 페이딩 채널은 Jake's 방법으로 구현하였고,

* 正 會 員 : 明知大 情報通信工學部 碩士修了

** 正 會 員 : 明知大 電子情報通信工學部 副教授 · 工博

接受日字 : 2001年 5月 29日

最終完了 : 2001年 7月 4日

Rayleigh 페이딩 채널의 특성으로 인해 발생하는 연접에러를 분산하기 위해 128 x 28 사이즈의 블록인터리버를 사용하였다.

본 논문에서는 최적의 채널을 추정하여 수신단에서의 에러율을 최소화하기 위해서 파일럿 심벌과 동시에 디코딩된 데이터 심벌을 이용하여 새로운 구조의 디코더를 제안하였다. 시뮬레이션에서는 무선채널에서 단말기의 움직임과 주위 환경에 의해서 발생하는 페이딩 채널을 Jake's 방법으로 구현하였고, 수신단에서는 신호의 복조는 ML 방법을 이용하였다. 그 결과 파일럿 심벌만을 사용하여 디코딩된 것(PSAM)보다 본 논문에서 제안한 디코더가 더 우수한 성능(BER)을 나타내는 것을 검증하였다.

2. Optimal EM 수신 알고리즘

비 선택적 무선채널을 통과하여 Matched Filter와 심볼시각 단위로 샘플링된 수신신호 벡터 r 은 다음과 같은 표현식을 갖는다.

$$r = Sa + n \tag{1}$$

여기서 매트릭스 S 는 N -차원의 diagonal 매트릭스이며 (i, i)-번째 element는 i-번째 송신 심벌값이며 다른 element들은 0의 값으로 모델링 된다. 백색 가우시안 잡음 벡터인 n 은 diagonal covariance 매트릭스가 $\frac{1}{b SNR_b} \times I$ 로 표현되며, 여기서 I 는 N -차원의 단위 매트릭스 이고 b 는 심볼당 비트수, 그리고 SNR_b 는 비트당 신호대 잡음비이다. Gaussian 페이딩 벡터인 a 는 평균이 0이고 covariance 매트릭스가 Q 로 설정되었다.

논문[8]에서 제안한 EM 알고리즘을 이용한 수신 알고리즘은 크게 Expectation-단계 그리고 Maximization-단계로 나뉘며 최종 추정치들이 수렴할때까지 반복계산을 수행한다. i-번째 계산에서 각 단계는 다음과 같이 요약된다.

1. Expectation-단계 :

$$\text{Compute } L(s | s^i) \equiv E[\log p(r, a | s) | r, s^i] \tag{2}$$

2. Maximization-단계 :

$$\text{Solve for } s^{i+1} = \arg \max_s L(s | s^i) \tag{3}$$

위 식에서 $s = \{s_1, \dots, s_N\}$ 은 전송심볼 벡터이며, s^i 는 i-번째 계산에서 얻어진 전송심볼 추정치이다. 이때 전송심볼 시퀀스 s 와 페이딩 시퀀스 a 가 독립적일 경우 Likelihood 함수 $L(s | s^i)$ 는 다음과 같이 표현된다

$$L(s | s^i) = \sum_k (Re[r_k^* s_k m_1(k)^i] - \frac{1}{2} |s_k|^2 m_2(k)^i) \tag{4}$$

위 식에서 i-번째 계산된 일차 Moment $m_1(k)^i$ 및 이

차 Moment $m_2(k)^i$ 의 추정치는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} m_1(k)^i &= E[a_k | r, s^i] = [Q (S^i)^* H^{-1} r]_{k,k} \\ m_2(k)^i &= E[|a_k|^2 | r, s^i] \\ &= [Q - Q (S^i)^* H^{-1} S^i Q]_{k,k} + |m_1(k)^i|^2 \end{aligned} \tag{5}$$

이때 $H = [S^i Q (S^i)^* + \frac{1}{b SNR_b} I]$ 이다.

위 알고리즘을 구현하기 위해서는 Constant Envelope 특성을 갖는 경우에는 2차 Moment 추정치가 필요없기 때문에 비교적 간단하다. 그러나 QAM의 경우 일차 및 이차 Moment 추정치가 모두 필요하며, 이때 문제점은 매번 H^{-1} 매트릭스의 값을 계산하여야 하며 따라서 그 복잡도 때문에 본 논문에서 Suboptimal 한 방식을 제안하였다.

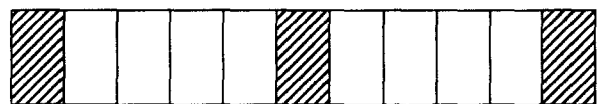
3. Suboptimal 알고리즘

Suboptimal 알고리즘에서는 우선 EM 방식에서 반복계산을 2번으로 하여 복잡도를 제한하였다. 그리고 1차 Moment를 계산할 때 선형필터가 적용될 수 있게 근사식을 이용하였으며 2차 Moment 는 1차 Moment를 제공하여 근사하였다. 따라서 식 (5)의 H 매트릭스 값을 매번 업데이트 할 필요가 없으며 기존의 파일럿 패턴을 이용하는 경우에 비하여 상당한 성능개선이 있었다.

1차 Moment추정은 페이딩 채널 추정에 해당하며 EM 방식의 초기치를 얻기 위하여 트래픽 채널에 데이터와 주기적으로 수신단과 약속한 특정 심벌을 함께 송신하는 방식을 이용한다[11]. 이때 수신단은 파일럿 심벌을 이용하여 페이딩을 추정하고 이것을 이용해 디코딩을 수행한다. 일정주기로 페이딩을 추정하기 위해서 적당한 크기의 프레임으로 나누며, 이를 윈도우라 부른다. 다음은 윈도우 크기 계산식이다.

$$N_i = M(L-1) + 1 \tag{6}$$

여기에서 N_i 는 전체 윈도우의 크기이고, M 은 파일럿 심벌이 삽입되는 주기이며, L 은 파일럿 심벌의 개수이다. 이를 이용해 총 길이 N_i 의 연속된 데이터에, 송수신단에서 서로 알고 있는 심벌을 매 M 개의 심벌주기마다 총 L 개의 심벌들을 삽입했다고 가정했을 때의 블럭도는 다음과 같다.



[그림 1] 윈도우 블럭도(M=5, L=3, $N_i = 11$)

다음은 1차 Moment를 추정하기 위한 페이딩 채널에서 L 개의 파일럿 심볼을 이용하여 k 번째 페이딩을 추정하기 위한 선형 필터 수식이다.

$$\hat{a}_k = \sum_{i=1}^L h_{i,k} r'_{1+M(i-1)}, \quad \text{for } k=1, \dots, N_t \quad (7)$$

이때

$$\begin{aligned} r'_{1+M(i-1)} &= r_{1+M(i-1)} / s_{1+M(i-1)} \\ &= a_{1+M(i-1)} + n_{1+M(i-1)} / s_{1+M(i-1)} \quad (8) \\ &= a_{1+M(i-1)} + n'_{1+M(i-1)} \end{aligned}$$

위 식에서 백색 잡음인 $n'_k = n_k / s_k$ 는 평균이 0 이지 만 QAM 전송시 매번 심볼마다 분산이 바뀌며 16QAM 적용 시 다음의 확률 밀도함수를 갖는다

$$p(n'_k) = \sum_{n=0}^{15} p(n_k/s[n])p(s[n]) \quad (9)$$

위 식에서 $s[n], n=0, \dots, 15$ 는 16개 심볼 Constellation 의 각 심볼값을 나타내며 $p(s[n])$ 은 심볼 $s[n]$ 의 전송 확률로 Uniform 가정을 하였다. 백색 잡음인 n'_k 에 대한 분산은 심벌들이 서로 다른 에너지를 갖기 때문에 정확한 가우시안 분포를 띄지 않는다. 그러나 위 밀도함수는 Constellation 크기가 커질수록 가우시안 분포에 근사하며 따라서 가우시안 잡음으로 가정하고 선형필터를 설계할 수 있다. 근사된 가우시안 잡음 n'_k 의 평균값은 0 그리고 평균 분산 $\sigma^2_{n'}$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\sigma^2_{n'} = \sum_{n=0}^{15} E[|n_k/s[n]|^2]p(s[n]) \quad (10)$$

백색잡음 n'_k 가 가우시안 분포임을 가정하여 Wiener Filter 를 구성하였으며 필터 계수는 다음과 같이 표현된다.

$$h_k = [Q_s + \frac{1}{\alpha SNR} I]^{-1} q_k, \quad (11)$$

where $[Q_s]_{i,j} = \frac{1}{2} E(a_{1+M(i-1)} a_{1+M(j-1)}^*)$

and $[q_k]_i = \frac{1}{2} E(a_k a_{1+M(i-1)}^*)$

PSK인 경우 식 (6)에서 $\alpha = 1$ 이다. 페이딩 프로세스의 Autocorrelation은 Land Mobile Spectrum을 가정하였으며 다음과 같은 수식으로 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} E(a_{1+M(i-1)} a_{1+M(j-1)}^*) &= R(|i-j|) \\ R(|i-j|) &= J_0(2\pi f_m T|i-j|) \quad (12) \end{aligned}$$

$J_0(\cdot)$: zero - order Bessel function

f_m : Doppler Frequency

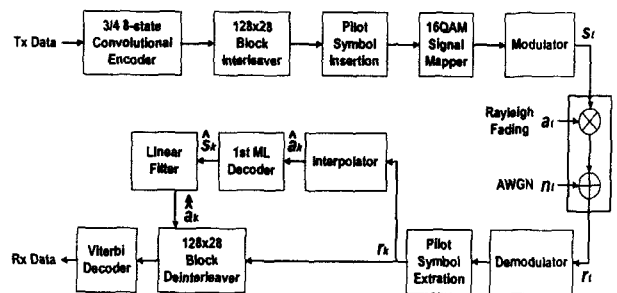
페이딩 1차 추정치를 이용하여 디코딩을 수행하며 심볼 추정치는 Soft Decision을 위한 Euclidean Distance를 계산하여 수행된다.

$$\hat{s} = \arg \max_s \{ \sum_{k=1}^K (r_k - \hat{a}_k s_k)^2 \} \quad (13)$$

구해진 심볼추정치 및 파일럿 심볼을 이용한 Wiener Filter를 이용하여 2차 추정 페이딩값 \hat{a}_k 을 얻을 수 있다. 그리고 최종적 심볼 추정치를 얻는다. 이때 사용되는 Wiener Filter는 식 [7]에서 파일럿 심볼과 1차 디코딩된 심볼을 동시에 사용하게 된다.

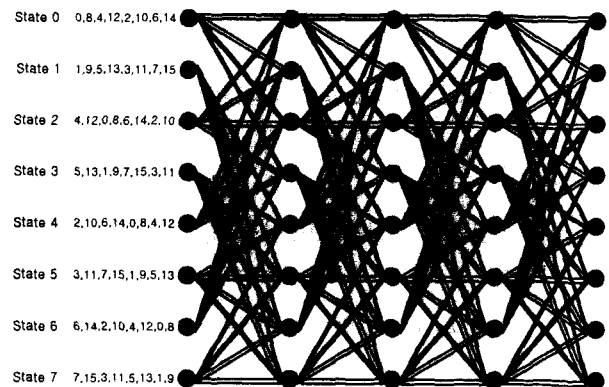
4. 시뮬레이션

시뮬레이션을 위한 전체적인 시스템 모델은 다음과 같다.



[그림2] 시스템 구성도

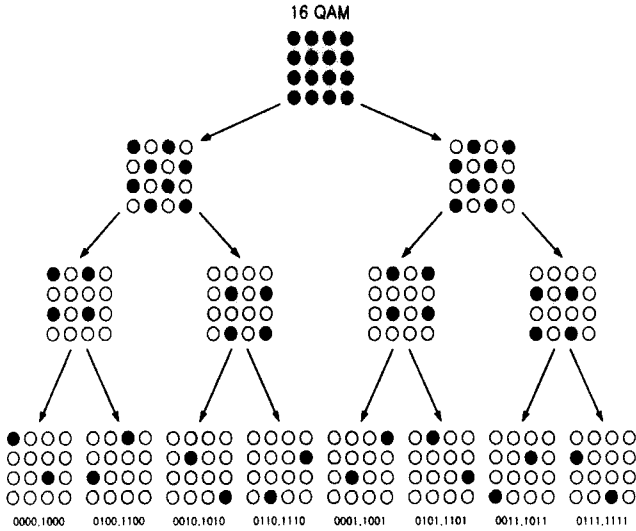
시스템 송신단에서는 [그림 2]의 Trellis Diagram으로 나타난 부호화율 3/4인 8-state Convolutional 코딩을 하여 128x28 크기를 갖는 인터리버를 거친 후 파일럿심볼을 삽입하여 Ungerboeck 이 제안한 Set Partition 규칙에 따라 16QAM 신호에 매핑하는 TCM 변조방식[11]을 사용하였다.



Trellis Diagram of the 8-state 16QAM TCM scheme

[그림 3] 부호화율 3/4 8-state 부호화기의 Trellis Diagram

다음 [그림 3]은 부호기 출력을 Euclidean Distance를 최대화하는 Ungerboeck이 제안한 규칙에 따라 매핑한 16QAM 신호점의 Set Partition을 나타낸다[9][10].

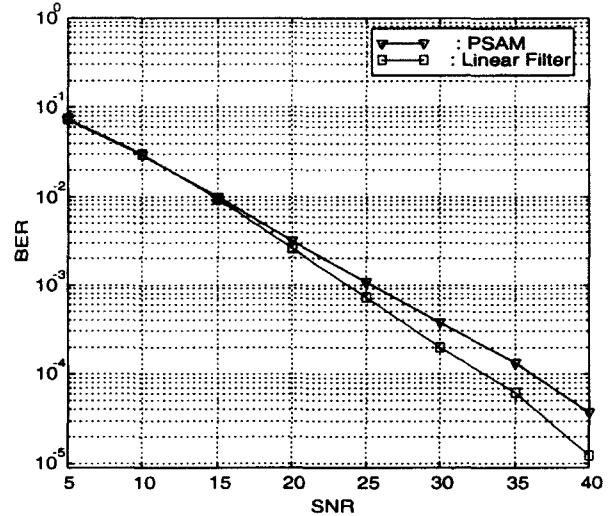


[그림 4] 16QAM Constellation 에서의 Set Partition

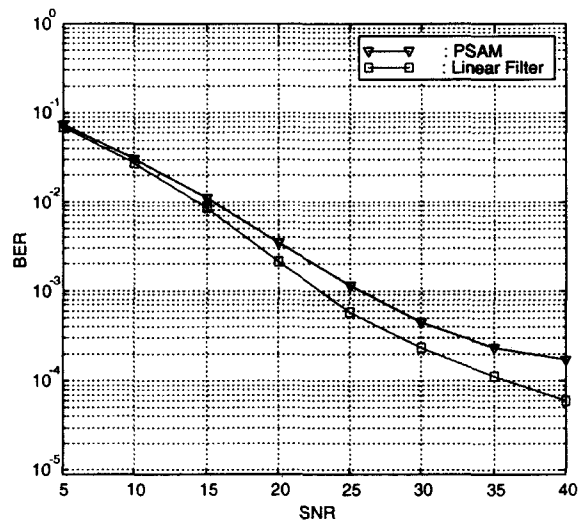
제안된 수신단에서는 Demodulator를 통과한 수신신호 r_k 와 파일럿 심벌을 이용하여 추정된 페이딩 \hat{a}_k 으로 1차 디코딩을 거쳐 디코딩된 심벌 \hat{s}_k 과 선형필터를 사용하여 2차 추정된 페이딩(\hat{a}_k)을 얻어내고 디인터리버를 거쳐 수신신호 r_k 와 함께 Viterbi 알고리즘으로 디코딩을 하였다.[12]

시뮬레이션에서는 성능의 비교분석을 위하여 일반적 방식인 파일럿 심벌만을 쓰는 방식을 PSAM 방식이라 하였으며, 본 논문에서 제안한 2차 반복 디코딩을 수행하는 방식을 Linear Filter 방식이라고 명칭하였다. 시뮬레이션 결과는 다양한 Doppler Spread값 BT 에 따라 나타내어 보았다. 우선 TCM을 적용하지 않은 Uncoded 시스템의 성능은 [그림6], [그림7], [그림8]과 같다.

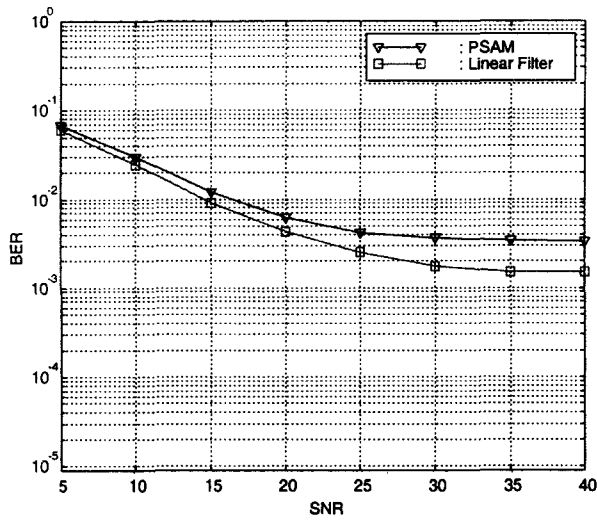
BT값이 증가하면서(이동체 속도가 빨라지면서) 일반적으로 성능개선 효과가 25dB 이상에서는 약 3dB 이상의 개선이 있음을 알 수 있다. TCM을 적용한 시스템의 성능은 [그림 9], [그림 10], [그림 11]과 같으며 시뮬레이션 결과 제안된 2차 반복 디코딩을 수행하는 시스템은 매우 우수한 성능을 나타내며, 특히 고속의 시스템에서 전형적으로 나타나는 Error Floor가 개선됨을 알 수 있다.



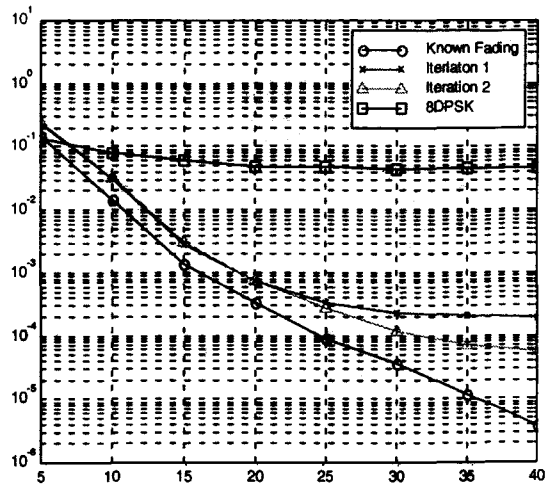
[그림 5] Uncoded PSAM과 제안한 수신단 성능비교(BT=0.01)



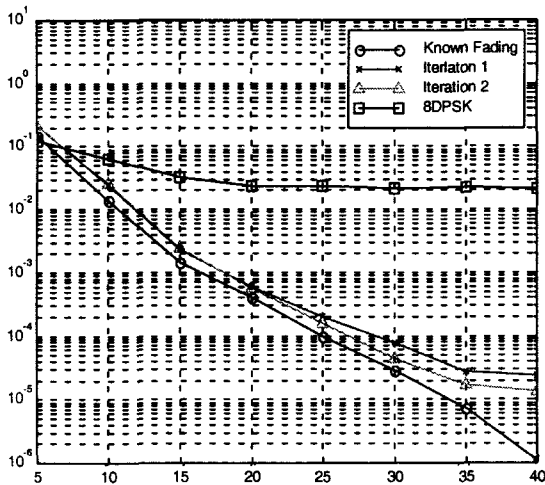
[그림 6] Uncoded PSAM과 제안한 수신단 성능비교(BT=0.03)



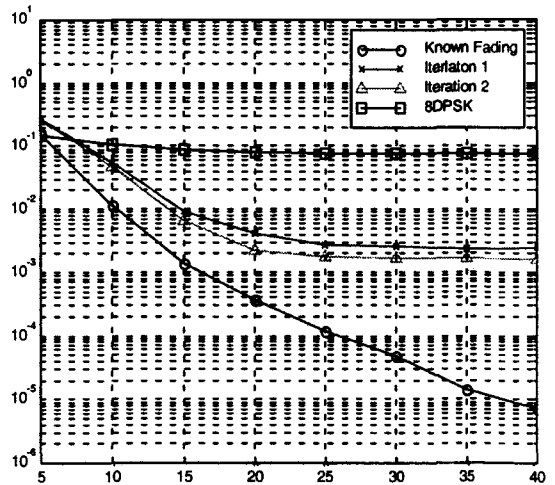
[그림 7] Uncoded PSAM과 제안한 수신단 성능비교(BT=0.05)



[그림 9] Coded PSAM과 제안한 수신단 성능비교(BT=0.05)



[그림 8] Coded PSAM과 제안한 수신단 성능비교(BT=0.03)



[그림 10] Coded PSAM과 제안한 수신단 성능비교(BT=0.07)

5. 결 론

무선통신의 급격한 수요의 증가로 주파수 고갈이 문제가 되면서 점점 주파수 효율성을 증가시키기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 본 논문에서는 ML 방식의 복잡도 문제를 해결하기 위하여 반복계산을 수행하는 EM 방식이 QAM변조기에 적용하기 힘들다는 문제를 극복하기 위하여 그 Suboptimal 알고리즘을 제안하였으며, 그 성능을 시뮬레이션을 이용하여 검증하였다. 검증결과 파일럿 심볼만을 이용하여 채널추정을 하는 경우보다 2차 반복 추정을 하는 경우 성능개선이 있었으며, 특히 고속의 이동체의 경우 성능개선 효과가 뚜렷하였으며 제안한 복조기가 평균 3dB 정도의 에러감소율을 나타내었다. 이러한 결과로 볼 때 앞으로의 QAM 방식의 무선모뎀에 대한 기초기술이 될 수 있을 것이라 보며, 무선통신 시스템에의 적용이 기대된다.

감사의 글

이 논문은 2000년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-99-003-E00221)

참 고 문 헌

[1] Michael P. Fitz, "The 220MHz ITS Spectral Allocation : Potential, Pitfalls, and Application", IEEE Comm Magazine, pp42-54, October 1996

[2] P.M. Martin et al., "the implementation of a 16-QAM mobile data system using TTIB-based fading correction techniques," in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., Philadelphia, PA, 1988, pp. 71-76.

[3] M.L. Moher and J.H. Loge, "TCMP - a modulation and coding strategy for Rician fading channels," IEEE J. Select Areas Commun., vol. 7, pp. 1347-1355, Dec. 1989

[4] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation method for 16QAM in digital land mobile radio channels," in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., San Francisco, CA, May 1989, pp. 640-646.

[5] A. P. Dempster, N. M. Laird, and D. B. Rubin, "Maximum Likelihood from Incomplete Data Via the EM Algorithm," J. Roy. Statist. Soc. Ser. B., pp. 1-38, 1977.

[6] A. Radovic and B. Aazhang, "Iterative Algorithm for Joint Data Detection and Delay Estimation for CDMA Communications Systems," Proc. 31st Annu. Allerton Conf. Communication, Control, and Computing, Monticello, IL, Jan. 1993

[7] E. Ertin et. al., "Maximum-Likelihood-Based Multipath Channel Estimation for Code-Division Multiple-Access Systems," IEEE Trans. Communications, vol. 49, no. 2, Feb. 2001.

[8] C. N. Georghiadis and J. C. Han, "Sequence Estimation in the Presence of Random Parameters Via the EM Algorithm," IEEE Trans. Communications, vol. 45, no. 3, pp. 300-308, Mar., 1997.

[9] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part I : Introduction," IEEE Communications Magazine, vol. 25, no. 2, pp. 5-11, Feb. 1987.

[10] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part II : State of the Art," IEEE Communications Magazine, vol. 25, no. 2, pp. 12-21, Feb. 1987.

[11] S. Hamidreza Jamail, Tho Le-Ngoc, "Coded-Modulation Techniques For Fading Channels," Kulwer Academic Publishers, pp. 105-146.

[12] Dileeka Subasinghe-Dias, Kamilo Feher, "A Coded 16QAM Scheme for Fast Fading Mobile Radio Channels," IEEE Trans. Communications, vol. 43, no. 5, pp. 1906-1916, May. 1995.

저 자 소 개



김 한 일 (金 韓 一)
 1973년 6월 18일 생. 1998년 명지대 정보통신공학과 졸업. 2000년 동 대학원 정보통신공학과 졸업(석사). 2000년~현재 현대전자 연구원.
 Tel : 02-580-5287, Fax : 02-580-5159
 E-Mail : hanil@hei.co.kr



한 재 충 (韓 在 忠)
 1966년 7월 6일 생. 1988년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1990년 Texas A&M University 통신전공 졸업(석사). 1994년 Texas A&M University 통신전공 졸업(박사). 1994년~1995년 LG전자기술원 선임연구원. 1995년~현재 명지대 전자·정보통신공학부 부교수
 Tel : 031-330-6486, Fax : 031-321-0271
 E-Mail : jhan@mju.ac.kr