論文 96-7-4-4

상관 페이딩 채널에서 사전스위칭 다이버시티를 갖는 트렐리스 부호화 변조

Trellis-Coded Modulation with Preswitching Diversity for Correlated Fading Channel

함 영 권

Young-Kwon Hahm

요 약

페이딩 채널에 적합하도록 설계된 TCM은 채널의 페이딩 상관을 없애는 이상적인 인터리버를 사용한다는 가정하에 설계된 방식으로, 저속 페이딩 채널에서 유한 크기의 인터리버를 사용할 경우에 페이딩을 잘 분산시킬 수 없기 때문에 부호화 변조 시스템의 성능이 급격히 떨어진다. 이러한 성능 저하를 개선하기 위하여 송신 안테나의 사전 스위칭에 의하여 인터리빙 효과를 얻을 수 있는 방식을 제안하였으며, 이러한 방식의 성능 개선을 해석과 시뮬레이션에 의하여 보여 준다. 결과를 보면 느린 페이딩 환경에서 상당한 성능 개선이 있었으며, 페이딩이 빨라지면 기존의 방식과 같은 성능을 갖는다.

Abstract

The existing coders used in the fading channels are designed under the assumption that the ideal interleaver, which removes the fading correlation of the channel, is used. With the non-ideal interleaver of finite size, however, the performance of the coded modulation system degrades rapidly when the fading is very slow. A new method which achieves interleaving effects by switching the transmitter antennas is suggested to improve the performance even in the slow fading. The performance of the new system is analyzed. The results show significant performance improvement in the slow fading and at least no deterioration in the fast fading over the existing systems.

I. 서 론

트렐리스 부호화 변조(Trellis-Coded Modulation, TCM)는 채널 부호기와 변조기를 하나의 과정으로 결합하여 전송대역을 늘리지 않고 에러정정 부호를 사용할 수 있는 방식으로 원래 AWGN 채널에서 잘 동작하도록 고안되었다. 이 TCM 방식은 페이딩을 겪는 이동통신 채널에서도 많은 주목을 받고 있다. TCM 부호기는 오류가 산발적으로 나타날 때에 오류를 효과적으로 바로 잡을 수 있는 기능을 갖지만 페이딩 채널과 같이 오류가 연속

한국전자통신연구소 전파신호처리연구실(Electronics and Telecommunications Research Institute)
· 논문번호 : 96-3-032
· 접수일자 : 1996년 7월 20일

적으로 발생하는 채널에서는 성능이 크게 떨어진다. 따라서 이러한 페이딩 채널에서 TCM을 사용하기 위하여, 이상적으로 페이딩이 분산되어 있다는 가정하에 페이딩 채널에 적합한 TCM 부호기를 설계하는 연구가 많이 이루어져 있다[1],[4]. 연속적으로 발생하는 깊은 페이딩 신호를 효과적으로 분산하기 위하여 송신기에 위치한 인터리버(interleaver)와 수신기에 위치한 디인터리버(deinterleaver)를 사용하는데, 대표적인 인터리버에는 블럭인터리버, 콘볼루션 인터리버, 비트변환 인터리버 등이 있으며, 비트 변환 인터리버(bit reversal interleaver)는 성능이 뛰어난 인터리버로 알려져 있다. 이러한 인터리버를 사용한 TCM 시스템은 페이딩 채널에서도 상당히 좋은 성능을 갖는다는 사실이 보고되고 있다.

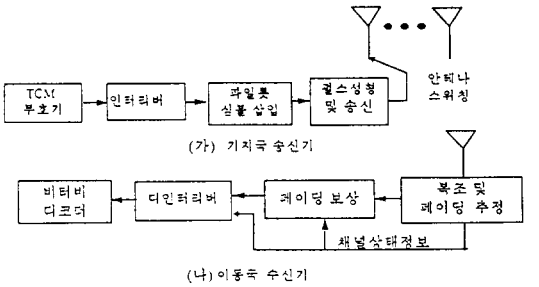
한편 인터리버와 디인터리버의 크기가 클수록 산발적인 오류에 가깝게 만들 수 있으나 인터리버의 크기가 커지면 인터리빙에 의한 신호처리지연이 커지게 되어 인터리버의 크기를 무한히 크게 할 수 없고, 시스템이 허용하는 허용지연시간을 고려하여 크기를 정하여야 한다. 빠른 페이딩 채널에서는 깊은 페이딩의 길이가 짧기 때문에 인터리버의 크기가 작아도 깊은 페이딩 현상을 비교적 잘 분산시킬 수 있으나, 채널 페이딩이 아주 저속으로 나타나는 경우에는 인터리버의 크기가 작으면 인터리버의 종류에 관계없이 페이딩의 상관특성이 많이 남아 있게 되며, 이에 따른 시스템 성능이 급격히 떨어진다.

이와 같은 저속 페이딩 채널에서 공간 다이버시티 방식이 효율적이나 개인 통신의 핸드폰과 같이 이동국 수신기의 소형화가 이루어져야 하는 경우에는 수신기의 크기와 복잡도의 증가 때문에 구현하기가 어렵다. 이러한 경우에 기지국과 이동국 사이의 순방향 링크에서 허용 지연시간이 짧아 큰 크기의 인터리버를 사용할 수 없을 때 사전 안테나 스위칭에의한 인터리빙의 효과, 즉 일종의 시간 다이버시티를 높이는 방식을 제안하고, 그의 쌍오류 확률식을 유도하며, 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 제안방식의 성능 개선을 보인다.

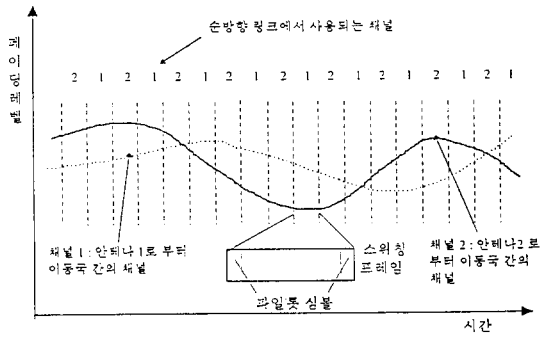
Ⅱ. 사전 스위칭 다이버시티를 갖는 트렐리스 부호화 변조 시스템

[그림 1]에 사전 스위칭 다이버시티를 이용한 TCM의 블럭도를 나타냈다. 입력 데이타 비트는 트렐리스 부호화 변조되어 인터리버를 거친다. 본 시스템에서 고려하는 16QAM과 같이 심볼의 크기와 위상에 정보를 실어 보내는 변조방식에서는 페이딩에 의한 신호왜곡을 효과적으로 보상하기 위하여 파일롯 심볼을 일정심볼 주기 마다 삽입한다. 이러한 신호는 대역 제한된 채널의 심볼간 간섭을 완화하기 위한 펄스 성형(pulse shaping)필터를 거쳐 RF 직교변조된다. 송신기에서는 여러 개의 독립된 페이딩 특성을 갖는 안테나를 통하여 일정한 프레임 단위로 스위칭하면서 데이타를 전송한다. 수신국에서 보면 연속오류를 발생시키는 길고 깊은 페이딩을 겪은 신호와 페이딩을 적게 겪은 신호가 프레임 단위로 섞여 수신될 확률이 높아지므로 일종의 시간 다이버시티, 즉 인터리빙의 효과를 얻을 수 있다. 우리는 이 방식을 안테나 사전 스위칭 다이버시티(preswitching diversity) 방식이라고 부른다. 허용 지연시간을 감안한 작은 크기의 인터리버와 결합하여 사용하면 큰 인터리빙의 효과를 얻을 수 있다. 이때 스위칭 프레임의 길이를 인터리버의 깊이(depth)와 같게 하면 더욱 효과적인 인터리빙의 효과를 얻을 수 있다. 수신기에서는 준동기 복조(quasi-coherent demodulation)를 행한 후에 파일롯 심볼에 의한 채널 페이딩 및 준동기 복조로 인한 위상 오차를 추정하여 왜곡된 신호를 보상한다[3]. 파일롯 신호가 제거된 페이딩 보상된 신호와 디코더에서의 metric 계산에 이용될 채널 상태 정보는 디인터리버를 거쳐 비터비 디코더에 입력된다[7].

[그림 2]에 독립된 페이딩 상관특성을 갖는 송신국 안테나 두개를 사용하여 스위칭하는 경우에 선택되는 페이딩 채널의 페이딩 특성을 보여주고 있다. 프레임 단위로 안테나 스위칭에 의한 수신 신호



〔그림 1〕 사전스위칭 다이버시티를 갖는 TCM 블럭도



〔그림 2〕 사전스위칭 다이버시티에 의한 채널 페이딩

의 페이딩 변화를 추정하기 위하여 안테나 스위칭 프레임의 맨 앞과 맨 뒤에 파일롯 심볼을 삽입하여 스위칭 프레임 단위로 페이딩을 추정한다. 파일롯 심볼들 사이의 신호 왜곡 추정은 프레임 단위로 선형 인터폴레이션에 의하여 구할 수 있고, 지정된 송신 안테나와 수신기 간의 페이딩 채널 별로 분리하여 고차 인터폴레이션(예: 2차 가우시안 인터폴레이션)을 수행하여 구할 수도 있다[3].

이러한 방식은 수신 단말기로부터 기지국으로 안테나 스위칭에 필요한 어떤 정보도 제공할 필요가 없고, 기지국에서 일방적으로 안테나를 스위칭하는 방식이므로 이동 핸드폰에 추가적인 하드웨어나 소프트웨어도 거의 소요되지 않는다. 기지국은 공간적인 여유가 있어 안테나를 여러 개 두어도 큰 문제가 없으며, 안테나가 추가되는 것 외에 시스템의 복잡도를 거의 증가시키지 않는다. 이 방식은 페이딩 보상을 위하여 파일롯 심볼을 사용하기 때문에 파일롯 심볼을 보내서 페이딩 보상을 하는 것이 바람직한 트렐리스 부호화 M-QAM 시스템에 적용하면 효과적이다.

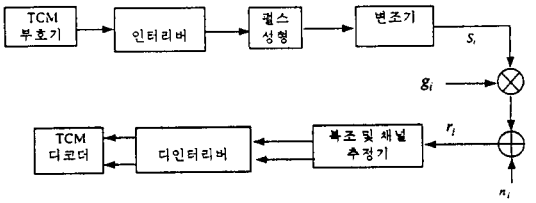
Ⅲ. 사전 스위칭 다이버시티 방식의 쌍오류 확률의 상한

사전 스위칭 다이버시티 방식을 이용한 TCM 시스템의 쌍오류 확률 상한(pairwise error probability)을 구하기 위하여, 먼저 〔그림 3〕과 같은 시스템 모델을 생각한다. 인터리버는 이상적이지 않고, 채널은 주파수 비선택적 페이딩 채널이라고 가정한다. i번째 전송심볼 s_i는 채널에서 복소 가우시안 변수 g_i가 곱해지고 백색가우스 잡음이 더해진다. 코히런스 검파를 가정할 때 페이딩의 효과는 실랜덤 변수 $|g_i|$를 곱하는 것으로 된다[1].

그러므로 i번째 수신된 기저대역신호는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$r_i = |g_i| s_i + n_i, \quad i = 1, 2, 3, \cdots M \tag{1}$$

여기서 n_i는 평균이 영이고 분산이 $N_0/2$인 복소 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. 복소 가우시안 변수 g_i는 평균이 실수인 μ이고 분산이 γ^2라 하자. 이때 평균 심볼에너지대 잡음 스펙트럼 밀도의 비 Γ는 다음과 같이 쓸 수 있다.



〔그림 3〕 페이딩 채널에서의 TCM 시스템 모델

$$\Gamma = \frac{(\gamma^2+\mu^2)E_s}{N_0} \tag{2}$$

여기서 E(.)는 (.)의 기대값을 나타내고, E_s는 평균 심볼 에너지를 나타낸다. 시상관 페이딩(time correlated fading)의 일반적인 경우를 생각하면, 페이딩 벡터 $\vec{g}=(g_1, g_2, \cdots\cdots, g_M)$의 확률 밀도 함수는 다음과 같다[8].

$$p(\vec{g}) = \frac{1}{(\pi\gamma^2)^M}\frac{1}{\det(K)} \exp\left(-\frac{{}^t(\vec{g}-\vec{\mu})K^{-1}(\vec{g}-\vec{\mu})^*}{\gamma^2}\right) \tag{3}$$

여기서 det(.)는 (.)의 행열식(determinant)을 나타내고, $^t(.)$는 (.)의 전치를 의미한다. K는 다음처럼 정의되는 구성요소를 갖는 $M\times M$ 정규화 공분산 채널 행열이다.

$$K_{ij} = \frac{E\{(g_i-\mu)^*(g_j-\mu)\}}{\gamma^2} \tag{4}$$

수신기에서 채널상태정보의 이용이 가능하고 연(soft)비터비 디코딩에 의해 신호검출을 행한다면 다음과 같은 가우스 디코딩 메트릭을 사용하여 수신 신호열과 관찰열 사이의 최소 거리를 갖는 열을 선택한다.

$$\underset{(s_1,\cdots,s_M)\in C}{Min}\sum_{i=1}^{M}|r_i-|g_i|s_i|^2 \tag{5}$$

전송심볼열 $(s_1,\cdots,s_M)$을 S라 하면, S대신에 $\hat{S}$로 복호할 쌍오류 확률을 $P(S\to\hat{S})$로 나타낸다고 하면, 페이딩 벡터 $\vec{g}$가 주어졌을 때의 쌍오류 확률의 체르노프 한계는 다음처럼 계산할 수 있다[7].

$$P(S\to\hat{S}|\vec{g}) \le \prod_{i=1}^{M} e^{-\frac{E_s}{4N_0}|g_i|^2|s_i-\hat{s}_i|^2} \tag{6}$$

쌍 오류확률은 식 (3)의 $\vec{g}$에 대하여 식 (6)의 기대값을 구함으로써 얻어진다. 즉,

$$P(S\to\hat{S}) = \int P(S\to\hat{S}/\vec{g})p(\vec{g})d\vec{g} \tag{7}$$

레일레이 채널에서의 계산결과는 다음과 같다[5].

$$P(S\to\hat{S}) \le \prod_{i=1}^{M}\frac{1}{1+\frac{\Gamma\phi_i}{4}} \tag{8}$$

여기서 $\phi_i, (i=1, 2, \cdots, M)$는 위에서 정의된 공분산 채널 행열 K와 아래에 정의되는 행열 D의 곱에 의하여 형성되는 행열의 고유값(eigenvalue)이다. D는 S와 $\hat{S}$사이의 유클리드 거리의 제곱에 의하여 형성되는 $M\times M$대각 행열이다. 즉,

$$D = \begin{pmatrix} |s_1-\hat{s}_1|^2 & & \\ & \cdots & \\ & & |s_M-\hat{s}_M|^2 \end{pmatrix} \tag{9}$$

식 (8)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$P(S\to\hat{S}) \le \frac{1}{\mathrm{Det}(I+\frac{\Gamma}{4}DK)} \tag{10}$$

여기서 I는 단위행열(identity matrix)이다.

한편 레일레이 페이딩 채널의 기저대역 에너지 스펙트럼 밀도는 다음처럼 주어진다[9].

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi f_d}\frac{1}{\sqrt{1-((f-f_c)/f_d)^2}} & |f|\le f_d \\ 0 & |f|>f_d \end{cases} \tag{11}$$

여기서 f_d는 최대 도플러 주파수이고 f_c는 반송파

주파수이다.

$S(f)$의 역 푸리어 변환을 행하면 Bessel 함수 형태의 자기상관함수를 얻을 수 있다[9]. 따라서 식 (4)와 자기상관함수[9]의 관계에 의하여 공분산 행열 K의 요소들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$K_{ij}=\begin{cases}1 & i=j\\ J_0(2\pi f_d(i-j)T) & i\neq j\end{cases} \tag{12}$$

여기서 $J_0(.)$은 제1종 0차 Bessel 함수이고 T는 심볼 주기다.

$N\times N(M<N$라고 가정) 블럭 인터리버를 사용한다고 가정하면, 인터리버를 거쳐 최종 디코더에 입력되는 신호의 페이딩 값은 실제 채널의 페이딩 값이 인터리빙 과정의 신호 입출력 순서에 의하여 달라지며, 이때 공분산 행열은 다음과 같이 주어진다.

$$K=\begin{bmatrix} 1 & K_{1,N+1} & K_{1,2N+1} & K_{1,3N+1} & \cdots & K_{1,(M-1)N+1}\\ K_{N+1,1} & 1 & K_{N+1,2N+1} & K_{N+1,3N+1} & \cdots & \\ K_{2N+1,1} & K_{2N+1,N+1} & 1 & K_{2N+1,3N+1} & \cdots & \\ & & \cdots & & & \\ & & \cdots & & & \\ K_{(M-1)N+1,1} & & \cdots & & & \end{bmatrix} \tag{13}$$

두 독립된 랜덤변수의 공분산은 0이므로, 두 독립된 채널을 블럭인터리버의 깊이(depth) 단위로 사전 스위칭할 때의 공분산행열은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$K=\begin{bmatrix} 1 & 0 & K_{1,2N+1} & 0 & K_{1,4N+1} & \cdots\\ 0 & 1 & 0 & K_{N+1,3N+1} & 0 & \cdots\\ K_{2N+1,1} & 0 & 1 & 0 & K_{2N+1,4N+1} & \cdots\\ 0 & K_{3N+1,N+1} & 0 & 1 & 0 & \cdots\\ & & & \cdots & & \\ K_{(M-1)N+1,1} & & & \cdots & & \end{bmatrix} \tag{14}$$

한편 식 (14)를 식 (10)에 대입하면 블럭 인터리버를 사용하고 사전 스위칭을 행한 경우의 쌍오류확률 상한을 얻을 수 있다.

$$P(s\rightarrow\hat{s}) \le \frac{1}{\mathrm{Det}(I+\frac{\Gamma}{4}DK)}=\frac{1}{T} \tag{15}$$

여기서

$$T=\begin{vmatrix} 1+\frac{\Gamma}{4}|s_1-\hat{s}_1|^2 & 0 & \frac{\Gamma}{4}|s_1-\hat{s}_1|^2K_{1,2N+1} & 0 & \frac{\Gamma}{4}|s_1-\hat{s}_1|^2K_{1,4N+1} & \cdots\\ 0 & 1+\frac{\Gamma}{4}|s_2-\hat{s}_2|^2 & 0 & \frac{\Gamma}{4}|s_2-\hat{s}_2|^2K_{N+1,3N+1} & 0 & \cdots\\ \frac{\Gamma}{4}|s_3-\hat{s}_3|^2K_{2N+1,1} & 0 & 1+\frac{\Gamma}{4}|s_3-\hat{s}_3|^2 & 0 & \frac{\Gamma}{4}|s_3-\hat{s}_3|^2K_{2N+1,4N+1} & \cdots\\ 0 & \frac{\Gamma}{4}|s_4-\hat{s}_4|^2K_{3N+1,N+1} & 0 & 1+\frac{\Gamma}{4}|s_4-\hat{s}_4|^2 & 0 & \cdots\\ & & & \cdots & & \\ & & & \cdots & & \end{vmatrix}$$

Ⅳ. 해석 및 시뮬레이션 결과

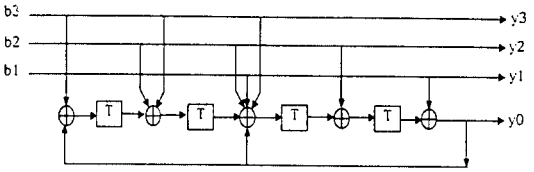
4-1. 쌍오류 확률 해석 결과

식 (15)를 이용하여 사전 스위칭 다이버시티 방식의 쌍오류 확률의 상한을 구한다. TCM 부호기로는 유효 부호 거리(effective code length)를 최소로 하고, 최소 거리곱(product distance)을 최대로 하는 페이딩 채널에 적합하도록 설계된 [그림 4]와 같은 16 상태(state), 3/4트렐리스 부호화 16-QAM을 사용하였다[4]. 신호 사상(mapping)은 [그림 5]와 같은 사상을 사용한다. 심볼 속도는 16K심볼/초를 사용한다. 스위칭의 단위인 프레임

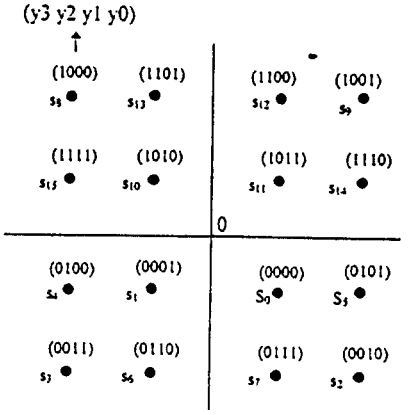
의 크기는 인터리버의 깊이(depth)와 같게 한다. 사전 스위칭에 사용된 안테나 수는 두 개이다. 사전 스위칭 방식의 쌍오류 확률을 계산하기 위하여 전송 신호열은 모든 신호가 0으로 이루어진 신호라고 가정하고, 무수히 많은 전송가능열 중에서 높은 E_b/N_0(비트에너지 대 잡음 전력 스펙트럼 밀도비)에서 비트오율을 주도하는 몇 개의 잘못 결정 가능한 신호열을 임의로 뽑아 사전스위칭 방식을 사용한 경우와 사용하지 않은 경우의 쌍오류확률 상한을 비교한다. 이와 같이 임의의 전송열에 대한 쌍오류확률을 계산하는 것은 무한히 많은 모든 전송 가능한 열에 대한 지루한 계산을 피하기 위함이며, 이렇게 선택된 몇개의 경우로도 시스템의 성능 개선 경향을 파악할 수 있다[10].

[그림 6]은 전송 심볼열 (s_0, s_0)을 (s_4, s_{13})으로 잘못 결정할 쌍오류확률 상한을, [그림 7]은 전송열 (s_0, s_0, s_0)을 (s_3, s_{15}, s_2) 로 잘못 결정할 쌍오류확률 상한을 E_b/N_0에 따라 나타낸다. 이때 최대 도플러 주파수는 10Hz를 사용한다. 인터리버는 16×16(span: 16, depth:16) 블럭 인터리버를 사용한다. 사전 스위칭 방식을 사용한 경우가 상당한 성능 개선이 있음을 보여주고 있으며, E_b/N_0가 커질수록 큰 차이를 보여 준다.

E_b/N_0=15dB에서, [그림 8]은 전송열 (s_0, s_0, s_0)을 (s_4, s_9, s_{13})으로 잘못 결정할 쌍오류 확률 상한을, [그림 9]는 전송열 (s_0, s_0, s_0, s_0)을 (s_8, s_7, s_3, s_{11})로 잘못 결정할 쌍오류 확률 상한을 최대 도플러 주파수에 따라 나타낸다. 인터리버는 위와 마찬가지로 16×16 블럭 인터리버를 사용한다. 결과를 보



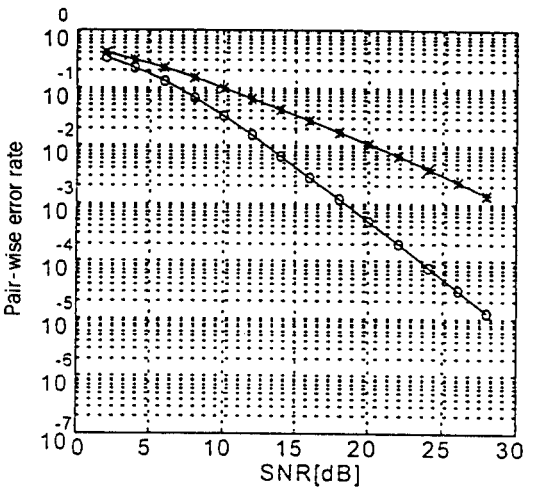
[그림 4] 상태수 6, 3/4 TC 16QAM systematic 부호기



[그림 5] 16QAM 신호 성상도

면 사전 스위칭 방식을 사용한 경우가 훨씬 낮은 도플러 주파수에서 페이딩 채널을 거의 분산시킬 수 있다는 것을 알 수 있다. 따라서 저속 페이딩 채널에서 상당한 성능 개선이 있음을 보여준다.

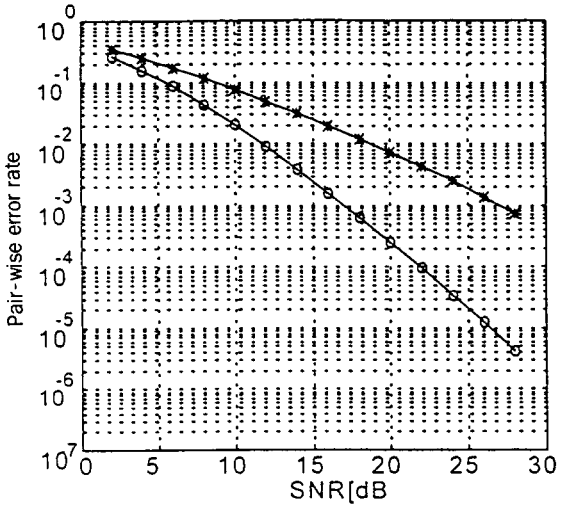
한편 E_b/N_0=15dB, 최대 도플러 주파수 80Hz에서, [그림 10]은 전송열 (s_0, s_0, s_0, s_0)을 (s_{11}, s_3, s_{14},



*: 기존방식

o: 사전 스위칭 다이버시티 방식

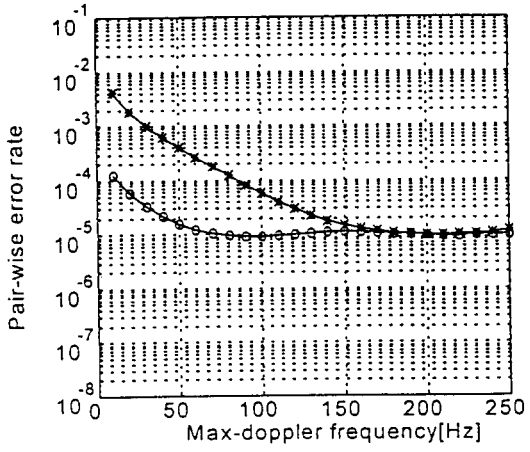
[그림 6] E_b/N_0에 따른 쌍오류확률 상한 : (s_0, s_0)→(s_4, s_{13})



* : 기존방식

o : 사전 스위칭 다이버시티 방식

〔그림 7〕 E_b/N_0에 따른 쌍오류확률 상한 : $(s_0, s_0, s_0) \rightarrow (s_3, s_{15}, s_2)$

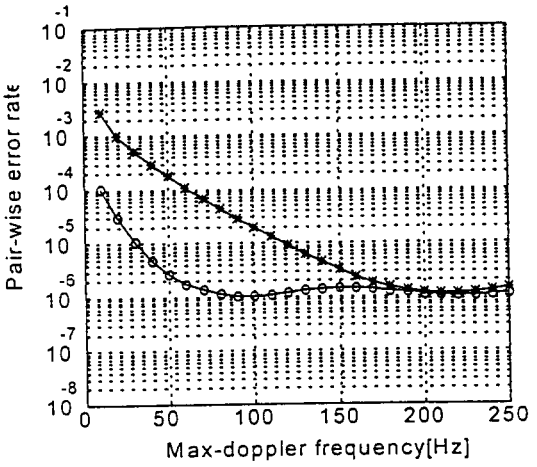


* : 기존방식

o : 사전 스위칭 다이버시티 방식

〔그림 8〕 최대 도플러 주파수에 따른 쌍오류확률 상한 : $(s_0, s_0, s_0) \rightarrow (s_4, s_9, s_{13})$

s_4)로 잘못 결정할 쌍오류 확률 상한을 인터리버의 크기를 변화시키면서 나타낸다. 인터리버는 N×N 블럭 인터리버를 사용한다. 결과를 보면 인터리버의 크기가 커짐에 따라 사전 스위칭 방식을 사용한 경우의 효과가 줄어듬을 볼 수 있다. N=280 정도에서는 효과가 거의 없음을 볼 수 있다.



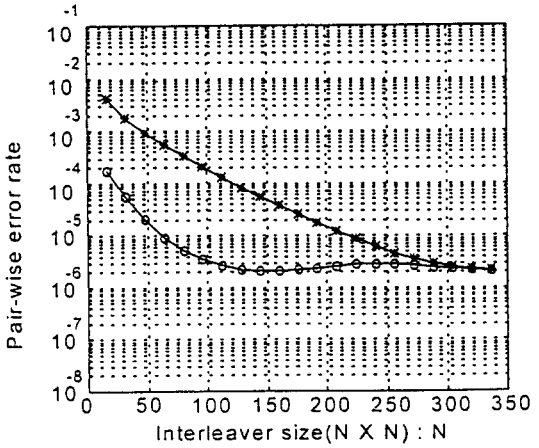
* : 기존방식

o : 사전 스위칭 다이버시티 방식

〔그림 9〕 최대 도플러 주파수에 따른 쌍오류확률 상한 : $(s_0, s_0, s_0, s_0) \rightarrow (s_8, s_7, s_3, s_{11})$

4-2. 비트오류 확률 시뮬레이션 결과

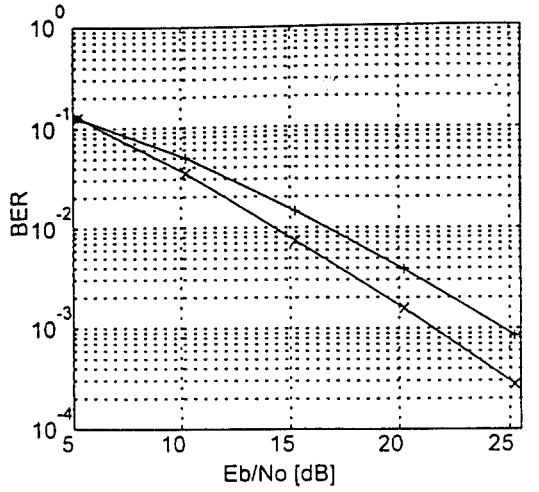
TCM 부호기로는 위와 마찬가지로 〔그림 4〕, 〔그림 5〕와 같은 16상태, 3/4트렐리스 부호화 16-QAM을 사용하였고, 인터리버로는 기존의 셀룰러 이동통신 시스템의 데이타 패킷의 크기를 감안하여 16×16 블럭인터리버와 16×16 비트변환 인터리버를 사용했다. 펄스 성형 필터는 roll-off 계수 0.5인 raisedcosine 필터를 사용하고, 안테나 스위칭의 단위인 프레임의 크기는 16심볼, 사전 스위칭에 사용된 안테나 수는 두개이다. 각 안테나와 이동



* : 기존방식

o : 사전 스위칭 다이버시티 방식

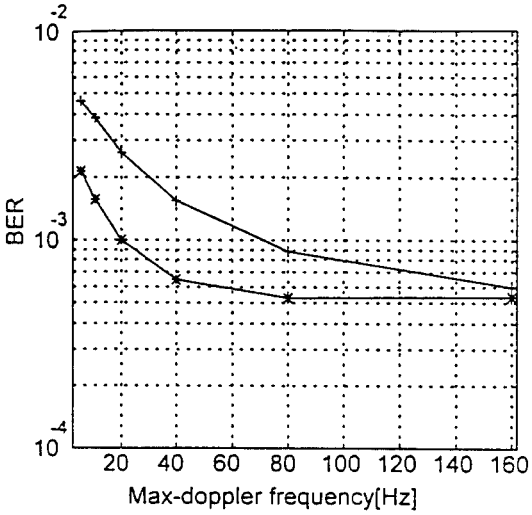
〔그림 10〕 인터리버의 크기에 따른 쌍오류확률 상한 : $(s_0, s_0, s_0, s_0) \rightarrow (s_{11}, s_3, s_{14}, s_4)$



+ : 기존방식

x : 사전 스위칭 다이버시티 방식

〔그림 11〕 사전 스위칭 다이버시티를 갖는 TCM의 성능(블럭 인터리버 사용)



+ : 기존방식

x : 사전 스위칭 다이버시티 방식

〔그림 12〕 최대 도플러 주파수에 따른 사전스위칭 다이버시티 BER 성능

국 사이의 페이딩 특성은 독립이라고 가정했다. 심볼 속도는 16K심볼/초를 사용하였다. 파일롯 심볼은 하나의 스위칭 프레임의 맨 앞과 끝에 위치시켰으며, 수신부에서 파일롯 심볼 사이의 데이타 심볼에 대한 페이딩 추정은 사전 스위칭 방식을 사용한 경우와 사용하지 않은 경우 모두 선형 인터폴레이션을 사용하였다. 심볼당 샘플수는 8로 하였으며, 심볼 동기는 맞았다고 가정하였다. 채널은 주파수 비선택적 레일레이 페이딩 채널을 가정하였다.

〔그림 11〕은 최대 도플러 주파수는 10 Hz를 사용하고, 블럭 인터리버를 사용할 경우의 E_b/N_0에 따른 비트오류 확률을 보여주고 있다. BER10^{-3}에서 사전 스위칭을 하지 않은 경우보다 3.5dB의 성능 개선이 있다. E_b/N_0가 커짐에 따라 사전 스위칭 다이버시티의 이득도 증대함을 볼 수 있다.

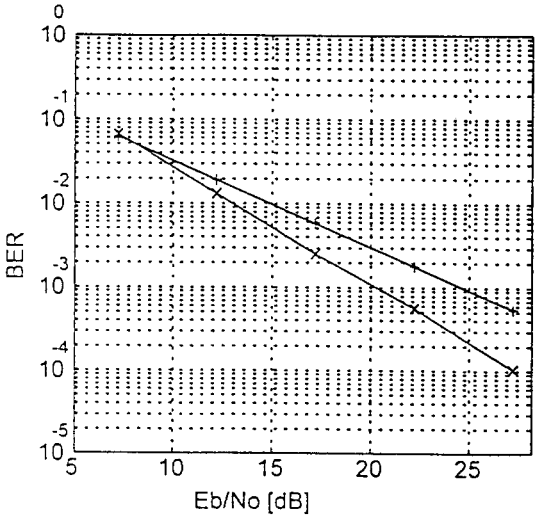
〔그림 12〕는 E_b/N_0=20dB에서 블럭 인터리버를 사용하며, 페이딩 속도에 따른 비트오류 확률을 보여주고 있다. 결과를 보면 느린 페이딩 환경에서는 상당한 성능 개선이 있는 것을 알 수 있으며, 페이

딩이 빨라지면 인터리버가 페이딩을 더 잘 분산시킬 수 있게 되므로 사전 스위칭 다이버시티의 이득이 감소한다.

[그림 13]은 페이딩 속도는 2 Hz를 사용하고 비트변환 인터리버를 사용할 경우의 E_b/N_0에 따른 비트오류 확률을 나타냈다. BER=10^{-3}에서 사전 스위칭을 하지 않은 경우보다 4dB의 성능 개선이 있음을 볼 수 있다. E_b/N_0가 커짐에 따라 사전 스위칭 다이버시티의 이득도 증대함을 볼 수 있다.

[그림 14]는 E_b/N_0=20dB, 16×16 비트변환 인터리버를 사용할 경우에, 페이딩 속도를 증가시키며 시뮬레이션한 결과를 보여준다. 사전 스위칭 다이버시티 방식이 기존 방식보다 도플러 주파수 10 Hz에서는 2.2배, 20 Hz에서는 1.9배의 BER특성이 좋아지며, 60 Hz정도부터는 성능 개선이 미미해지나 최소한 기존의 방식과 같은 성능을 갖는다. 블럭 인터리버를 사용했을 때보다 낮은 페이딩 주파수에서 사전 스위칭 다이버시티의 효과가 사라짐을 볼 수 있다. 이것은 비트변환 인터리버가 낮은 도플러 주파수에서 블럭인터리버보다 페이딩을 더 잘 분산시킬 수 있기 때문이다.

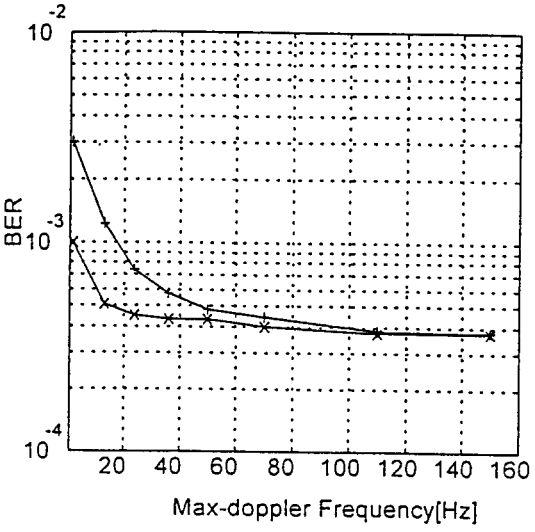
결국 기지국과 이동국 사이의 순방향 링크에서 사전 스위칭 다이버시티 방식을 적용하면 소형화가 요구되는 이동국에 추가적인 하드웨어나 소프트웨어가 거의 소요되지 않고도 아주 효율적으로 저속 페이딩에서 성능을 개선할 수 있음을 보인다.



[그림 13] 사전 스위칭 다이버시티를 갖는 TCM의 성능(비트 변환 인터리버 사용)

V. 결 론

페이딩 채널에 적합하도록 설계된 TCM은 채널의 페이딩 상관을 없애는 이상적인 인터리버를 사용한다는 가정하에 설계된 방식으로, 저속 페이딩 채널에서 유한 크기의 인터리버를 사용할 경우에 페이딩을 잘 분산시킬 수 없기 때문에 부호화 변조 시스템의 성능이 급격히 떨어진다. 이러한 성능 저



[그림 14] 최대 도플러 주파수에 따른 사전스위칭 다이버시티 BER 성능(비트 변환 인터리버 사용)

하를 개선하기 위하여 독립된 페이딩 특성을 갖는 송신 안테나의 사전 스위칭에 의하여 인터리빙 효과를 얻을 수 있는 방식을 제안하였으며, 이러한 방식의 성능 개선을 해석과 시뮬레이션에 의하여 보여 주었다. 결과를 보면 느린 페이딩 환경에서 상당한 성능 개선이 있었으며, 페이딩이 빨라지면 기존의 방식과 같은 성능을 갖는다. 기지국과 이동국 사이의 순방향 링크에서 사전 스위칭 다이버시티 방식을 적용하면 소형화가 요구되는 이동국에 추가적인 하드웨어나 소프트웨어가 거의 소요되지 않고도 아주 효율적으로 저속 페이딩에 대처할 수 있음을 보인다. 본 방식은 TCM뿐만 아니라 저속 페이딩 채널의 분산이 요구되는 어떤 코딩 시스팀에서도 적용이 가능할 것이다.

참 고 문 헌

[1] S. Hamidreza Jamali, *Coded-modulation techniques for fading channels*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1994.

[2] S. Chennakkessu, D. Koilpillai, B. Molnar and A. Hassan, "Error rate expression for TCM with diversity and finite interleaving in Rayleigh fading channels", *Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 6-10, July, 1995.

[3] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation method for 16QAM in digital land mobile radio channels", *Proc. 39th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 640-646, May, 1989.

[4] J. Du, and B. Vucetic, "New 16-QAM trellis codes for fading channels", *IEE Electronics Letters*, vol. 27 no. 12, pp. 1009-1010, June, 1991.

[5] K. Leeuwin, J. C. Belfiore and G. Kawas Kaleh, "Chernoff bound of Trellis-coded modulation over correlated fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-42, no. 8, pp. 2506-2511, Aug., 1994.

[6] Paul Ho and Dominic K. P. Fung, "Error Performance of Interleaved Trellis-coded PSK modulations in correlated Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Commun.* vol. 40, no. 12, pp. 1800-1809, Dec., 1992.

[7] D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Set partitioning for optimum code design", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, pp. 1013-1021, Sept., 1988.

[8] A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic processes*, McGRAW-HILL, Tokyo, 1965.

[9] Jakes, *Microwave Mobile Communications*, New York: Wiley, 1974.

[10] Robert van Nobelen and Desmond P. Taylor, "Analysis of the pairwise error probability of non-interleaved codes on the Rayleigh-fading channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 4, April, 1996.

함 영 권

1958년 6월 12일생

1980년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1982년 2월 : 연세대학교 대학원 (공학석사)

1996년 8월 : 연세대학교 대학원 (공학박사)

1984년~현재 : 한국전자통신연구소 전파공학연구부 전파신호처리연구실 근무 (선임연구원)

[주 관심분야] 디지틀 이동통신, 전파 전파