

論文94-31A-2-1

디지털 육상이동통신을 위한 TCM 에 관한 연구

(A Study on TCM for Digital Land Mobile Communication)

方成日*, 陳年綱*

(Sung Il Bang and Youn Kang Chin)

要約

본 논문에서는 디지털 육상이동통신용으로 trellis 부호화한 M 진 PSK 시스템을 구현하였다. 육상이동채널에 AWGN, 동일채널간섭 및 Doppler 천이에 의한 시간선택성 페이딩이 존재할 때, 신호와 톤 간섭이 동시에 페이딩의 영향을 받는 경우에 대한 오율을 계산하였다. 한편 TCM-MPSK 시스템의 성능을 개선하기 위하여 직접대역확산방식과 사후검파 다이버시티를 갖는 수신기를 사용하여 해석하였다.

그 결과 DS/TCM-4PSK 가 임계 BER=10⁻³ 을 가질때 다이버시티 수신과 직접대역확산(처리이득이 20 dB)을 하는 경우가 하지않는 경우에 비해 약 25 dB 정도의 반송파전력대잡음비(CNR)에 대한 여유를 얻었다.

Abstract

In this paper, a model of trellis-coded M-ary PSK(TCM/M-PSK) for digital land mobile communication is realized. Bit error rate(BER) of TCM/M-PSK is calculated theoretically in time selective fading environment due to Doppler spread in the presence of AWGN, co-channel interference. These analyses are employed the receiver with post detection diversity and the direct sequence to improve the BER performance of TCM-MPSK system.

It is shown that the CNR required by the diversity reception and the direct sequence (process gain=20 dB) TCM-4PSK system is reduced to about 25 dB.

1. 서론

이동통신의 디지털 화에 있어서 가장 중요한 목표는 현재 사용하고 있는 아날로그 방식과 마찬가지로 가능

한 스펙트럼 효율을 향상시켜 한정된 주파수 자원을 효과적으로 이용하는데 있다. 이를 위해서는 고속의 데이터 전송을 위한 협대역 변조방식과, 에러정정부호 및 확산대역 시스템등에 대한 기술을 개발해야 한다.^{1,2}

다른 한편, 디지털 육상이동통신에서 중요한 사항중에 하나는 전송채널의 모델링이다. 이는 모든 전송방식의 성능을 해석하는 것은 물론 컴퓨터 시뮬레이션하는데 있어서도 필수 불가결한 것이다. 디지털 육상이동통신용으로 QPSK와 같은 변조방식을 사용하면 이동채널특성은 이동체가 전파를 수신하면서 움직일때 서로 다른 경로를

* 正會員, 檀國大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Dankook Univ.)

※ 본 연구는 1992년 한국과학재단의 연구비 지원에 의해 이루어졌습니다.

接受日字 : 1993年 2月 22日

통해서 도착하는 여러 전파들의 입사각이 매우 빠르게 변하게 된다. 이러한 입사파들은 각기 다른 Doppler 천이를 갖게 되어 수신된 신호가 정보신호의 주파수 영역에서 흩어지게 되어 Doppler 천이 현상이 생기게 된다. 이와같은 Doppler 천이는 시간선택성 페이딩을 일으키게 되어 수신신호의 세기를 감쇄시키게 된다.^[34]

본 논문에서는 육상이동통신을 위한 M진 PSK 신호를 trellis 부호화한 다음, 이를 직접확산(DS: direct sequence) 방식과 결합한 DS/TCM-MPSK 시스템을 구현하였다. 그리고 DS/TCM-MPSK 신호와 전송중에 발생하는 톤(tone) 간섭이 동시에 시간선택성 페이딩의 영향을 받는 경우에 대한 비트오율 방정식을 유도하였다. 또한 CNR, CIR, 페이딩율, 사후검파 다이버시티 및 직접대역확산 방식 유무에 대한 오율특성을 고찰하였다. 그 결과 다이버시티 수신과 직접대역확산 방식을 이용하면 TCM-MPSK 시스템의 성능이 많이 개선됨을 알 수 있었다.

본 논문의 구성은 서론에 이어, 제 2 장에서는 검파기의 출력신호를 수학적으로 표시하였다. 제 3 장에서는 페이딩 채널하에서의 오율식을 유도하였으며, 마지막으로 제 4 장에서 결론을 맺었다.

II. 사후검파 다이버시티를 갖는 검파기 출력의 수학적 표현

본 장에서는 TCM-MPSK 시스템이 육상이동채널

에서 Doppler 천이에 의한 시간선택성 페이딩 및 동일채널간섭(CCI:co-channel interference)의 영향을 주로 받을 때 이를 효과적으로 줄일 수 있는 DS/사후검파 다이버시티 수신기를 구현하였다. 이와같은 경우에 TCM-MPSK 신호의 특성을 고찰하기 위하여 육상이동채널에서 신호와 톤 간섭이 동시에 시간선택성 페이딩의 영향을 받는 경우에 대해서 해석하였다.

그림 1에서 보는 바와 같은 수신기에서 임의의 k 번째 가지(branch)에서의 다이버시티 수신을 생각해보자. 여기서 필터링에 의한 상호부호간 간섭은 무시될 수 있다고 가정하자. 반송파 주파수, f_c 를 갖는 수신신호, $E_k(t)$ 는 원하는 신호성분, $s_k(t)$ 와 원하지 않는 동일채널간섭, $i_k(t)$ 와 AWGN, $n_k(t)$ 로 구성되어 있다.

$$\begin{aligned} E_k(t) &= s_k(t) + i_k(t) + n_k(t) \\ &= \text{Re}\{Z_k(t) e^{-j2\pi f_c t}\} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 $\text{Re}[\cdot]$ 은 $[\cdot]$ 의 실수부를 나타내고 신호, 간섭 및 잡음과 수신신호의 복소포락선은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_k(t) &= Xs_k(t) \cos[2\pi f_c t + \Phi s_k(t)] - y s_k(t) \\ &\quad \sin[2\pi f_c t + \Phi s_k(t)] \\ &= \text{Re}\{Zs_k(t) e^{j(2\pi f_c t + \Phi s_k(t))}\} \end{aligned} \quad (2a)$$

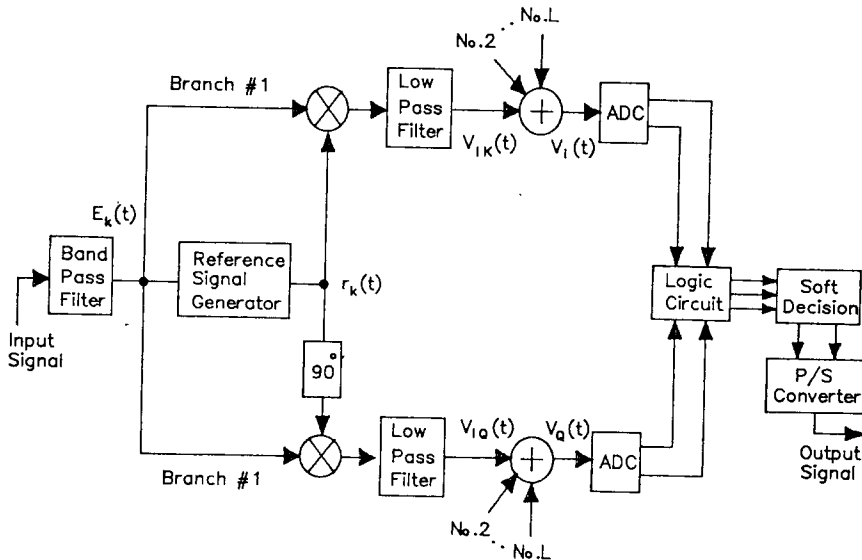


그림 1. DS/사후검파 다이버시티 수신기 모델

Fig. 1. DS/postdetection diversity receiver model.

$$\begin{aligned}
 ik(t) &= x_{ik}(t) \cos[2\pi f_c t + \Phi_{ik}(t)] - y_{ik}(t) \sin[2\pi f_c t + \Phi_{ik}(t)] \\
 &= \text{Re}\{z_{ik}(t) e^{j(2\pi f_c t + \Phi_{ik}(t))}\} \quad (2b)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 nk(t) &= x_{nk}(t) \cos 2\pi f_c t - y_{nk}(t) \sin 2\pi f_c t \\
 &= \text{Re}\{z_{nk}(t) e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2c)
 \end{aligned}$$

$$Zk(t) = z_{sk}(t) e^{j\Phi_{sk}(t)} + z_{ik}(t) e^{j\Phi_{ik}(t)} + z_{nk}(t) \quad (2d)$$

여기서 $\Phi_{sk}(t)$ 와 $\Phi_{ik}(t)$ 는 신호와 간섭성분의 위상변화를 나타낸다. 그리고 $z_{sk}(t)$ 와 $z_{ik}(t)$ 는 시간선택성 페이딩의 영향을 받은 신호 및 간섭의 복소포락선을 나타내고, $z_{nk}(t)$ 는 AWGN의 영향을 받은 잡음의 복소포락선을 나타낸다.

$x_{sk}(t)$, $y_{sk}(t)$, $x_{ik}(t)$, $y_{ik}(t)$, $x_{nk}(t)$, $y_{nk}(t)$ 는 상호독립이고 영평균을 갖는 Gaussian 과정으로 신호성분에 대해서만 표시하면 다음과 같이 주어진다.

$$\langle x_{sk}(t) \rangle = \langle y_{sk}(t) \rangle = 0 \quad (3a)$$

$$\langle x_{sk}^2(t) \rangle = \langle y_{sk}^2(t) \rangle = \sigma_s^2 \quad (3b)$$

$$\begin{aligned}
 \langle x_{sk}(t) x_{sk}(t+\tau) \rangle &= \langle y_{sk}(t) y_{sk}(t+\tau) \rangle \\
 &= \sigma_s^2 \rho_s(\tau) \quad (3c)
 \end{aligned}$$

위의 식에서 $\langle \cdot \rangle$ 은 통계적 평균을 나타내고 σ_s^2 은 $s_k(t)$ 의 평균전력 또는 분산이며 $\rho_s(\tau)$ 는 아래와 같이 표현되는 정규화된 자기상관함수이다.

$$\sigma_s^2 \rho_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_s(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad (4)$$

여기서 $S_s(f)$ 는 $s_k(t)$ 의 전력 스펙트럼이다. 한편 여기서는 신호에 대해서만 표시하였으나 간섭이나 잡음성분에 대해서도 동일한 방법으로 나타낼 수 있다.

검파기의 출력을 판정하기 위하여 $t = \mu T$ ($\mu = \dots -1, 0, 1, \dots$)에서 동기 표본화된다고 가정하자. 이때 canonic 수신기의 동상 혼합기의 출력, $V_i(t)$ 를 $t = 0$ 일때 구하면 다음과 같다.

$$V_i(0) = \sum_{k=1}^L V_{ik}(0) \quad (5)$$

$$V_{ik}(0) = \mathbf{H}_k^* \mathbf{F} \mathbf{H}_k \quad (6)$$

여기서 *는 공액복소수, T는 전치행렬을 나타내고 F와 H_k 는 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$\mathbf{F} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} Z_k(0) \\ R_k(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_k(0) \\ Z_k(-T) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Canonic 수신기의 동상 혼합기의 출력인 식 (6)의 $V_{ik}(0)$ 는 수신신호의 복소 포락선 $Z_k(0)$ 와 $Z_k(-T)$ 간의 위상차가 cosine에 비례함을 의미한다.

수신신호의 복소 포락선 간의 위상차가 sine에 비례하는 직교 혼합기 출력, $V_q(0)$ 도 같은 방법으로 구할 수 있다.

만약 모든 가지의 변수가 서로 통계적 독립이면 검파기 입력벡터 H_k 의 통계적 특성은 다음과 같은 공분산 행렬(covariance matrix), $[C_k]$ 로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 [C_k] &= \frac{1}{2} \langle (H_k - \langle H_k \rangle) (H_k - \langle H_k \rangle)^T \rangle \\
 &= \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1 \sigma_2 \rho \\ \sigma_1 \sigma_2 \rho & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \quad (9)
 \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 \sigma_1^2 &= \langle |Z_k(0)|^2 \rangle \\
 \sigma_2^2 &= \langle |Z_k(-T)|^2 \rangle \quad (10)
 \end{aligned}$$

이고, 상관계수 $\rho(T)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 \rho &= \frac{\langle Z_k(0) Z_k^*(-T) \rangle}{\sqrt{\langle |Z_k(0)|^2 \rangle \langle |Z_k(-T)|^2 \rangle}} \\
 &= \rho_s + j\rho_i \quad (11)
 \end{aligned}$$

따라서 수신신호의 정규화된 자기상관함수는 다음과 같다.

$$\sigma^2 \rho = \sigma_s^2 \rho_s(T) e^{j\Delta\Phi_s} + \sigma_i^2 \rho_i(T) e^{j\Delta\Phi_i} + \sigma_n^2 \rho_n(T) \quad (12)$$

III. 시간선택성 페이딩하에서의 오율식

본 장에서는 디지털 이동통신용으로 사후검파 다이버시티 수신기와 TCM-MPSK 시스템이 사용된다고 할 때 육상이동채널에서 AWGN, 시간선택성 페이딩 및 동일채널간섭등의 영향을 받는 경우에 대한 오율식을 유도하였다. 또한 이에 대한 특성을 개선하기 위하여 직접확산(DS: direct sequence) 방식을 적용한 경우에 대해서도 오율식을 유도하였다.

1. TCM-MPSK 시스템의 오율식

그림 2에서 수신신호가 에러영역 II, III, IV에서 검파될 확률은 다음과 같이 표현된다.

$$P[\{a_m\} \rightarrow \{z_m\}] = P_i[\bar{V}(0) < 0] \quad (13)$$

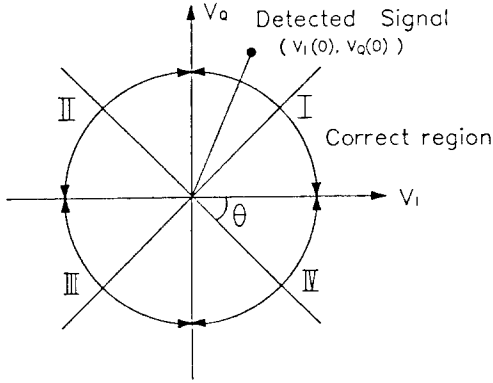


그림 2. 수신된 신호선도
Fig. 2. Detected signal diagram.

여기서 TCM-MPSK 시스템의 출력을 이동채널특성에 적합하도록 매핑한 신호집합, $\{a_m\} = (a_1, a_2, \dots, a_M)$ 이 이동무선채널에서 잡음이나 간섭 및 시간선택성 페이딩의 영향을 받은 신호집합, $\{z_m\} = (z_1, z_2, \dots, z_M)$ 과 동일할 때 원하는 정보신호가 된다. 그러나 매핑된 신호집합, $\{a_m\}$ 과 수신신호, $\{z_m\}$ 이 같지 않으면 에러가 발생하게 되는데 에러가 발생할 확률은 다음과 같은 과정으로부터 구할 수 있다.

수직 전방향 안테나를 갖는 이동체가 일정한 속도 v 를 갖고 다중경로 전파가 발생하는 지역을 움직일 때 신호 및 간섭의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.⁷

$$S_s(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_s^2}{\pi\sqrt{f_b^2 - f^2}} & |f| \leq f_b \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \quad (14)$$

$$S_i(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_i^2}{\pi\sqrt{f_b^2 - f^2}} & |f| \leq f_b \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \quad (15)$$

윗 식에서 $f_b = v/\lambda$ 는 최대 Doppler 주파수이고 λ 는 반송파의 파장이다. 그리고 사전복조 BPF 로 이상적인 구형필터 대신에, 비교적 실현이 용이한 Gaussian 필터를 사용할 경우, $S_n(f)$ 는 다음과 같다.

$$S_n(f) = \frac{\sigma_n^2}{B\sqrt{\pi/\ln 2}} \exp\left[-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \ln 2\right] \quad (16)$$

여기서, B 는 사전복조 BPF 의 대역폭이다. 시간선택성 페이딩이 신호 $s_k(t)$ 에 영향을 미치는 경우에 대한 자기상관 함수 $\rho_n(T)$ 는 식 (4) 와 (15) 를 이용하여 구할 수 있으며, 간섭성분 $i_k(t)$ 에 대해서도 같

은 방법으로 구하면 다음과 같다.

$$\rho_n(T) = \rho_i(T) = J_0(2\pi f_d T) \quad (17)$$

여기서 $J_0(\cdot)$ 는 제 1 종 0 차 Bessel 함수이다. 그리고 사전복조필터로 Gaussian 필터를 사용한 경우에 잡음에 대한 자기상관함수는 다음과 같이 표현된다.

$$\rho_n(T) = \exp\left\{-\frac{(\pi BT)^2}{\ln 2}\right\} \quad (18)$$

앞절에서 구한 결과식과 위에서 구한 자기상관함수를 이용하여 육상이동채널에서 신호와 간섭성분이 동시에 페이딩의 영향을 받는 경우에 대한 비트오율식을 구하면 다음과 같다.

$$\rho_b \leq \frac{1}{A} \sum_{d_{free}, S} N(d_{free}, S) \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} + \frac{\sigma_i^2}{\sigma_s^2}\right)^2}} \right] \frac{J_0(2\pi f_d T) \cdot \sin(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2))}{\left[J_0(2\pi f_d T) \cdot \cos(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2)) + \frac{\sigma_i^2}{\sigma_s^2} J_0(2\pi f_d T) \right]} \right\}^L \cdot \sum_{k=1}^{L-1} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{e^{-j[\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2)]} + \frac{\sigma_i^2}{\sigma_s^2} \rho_n(T)}{\left[J_0(2\pi f_d T) \cdot \sin(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2)) \right]} \right)^2 \right]^{K-1} + \frac{J_0(2\pi f_d T) \cdot \sin(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2))}{\left[\left(1 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} + \frac{\sigma_i^2}{\sigma_s^2}\right)^2 - \left[J_0(2\pi f_d T) \cdot \cos(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2)) \right]^2 \right]} \left[\frac{1}{\left[J_0(2\pi f_d T) \cdot e^{-j[\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2)]} + \frac{\sigma_i^2}{\sigma_s^2} \rho_n(T) \right]^2} \right]^{K-1} \right\} \quad (19)$$

여기서, σ_s^2 는 정보신호의 평균전력, σ_i^2 은 간섭성분의 평균전력이고 σ_n^2 은 잡음의 평균전력이다. 그리고 A 는 부호화된 임의의 채널신호집합 내에 있는 정보비트의 수이고 $N(d_{free}, S)$ 는 집합분할된 각 부집합, S 의 모든 경로에서 d_{free} 를 갖는 경로의 수로써 이는 전송된 모든 sequence 내에 있는 에러비트의 수를 포함하는 값이다.

본 연구에서는 AWGN 채널에서 부호이득이 우수하고 비교적 부호기가 간단한 Ungerboeck^{9,10)} 의 trellis 부호기를 적용하였다. 이때, $N(d_{free}, S)$ 의

값은 trellis 부호기의 부호율, 기억소자의 수 및 채널매핑방법에 의해 결정되는 값으로, 기억소자의 수가 $m=2, 3, 4$ 이고 집합분할방법으로 설계한 $R=2/3$ 인 trellis 부호기를 사용하면 다음과 같은 n_a 와 $N(d_{free}, s)$ 의 값을 얻는다.

$m = 2$	$m = 3$	$m = 4$
$n_a = 9,$ $d_{free} = 2.0$ $N(d_{free}, s) = 2$	$n_a = 12,$ $d_{free} = 2.141$ $N(d_{free}, s) = 2$	$n_a = 15,$ $d_{free} = 2.274$ $N(d_{free}, s) = 3$

2. DS/TCM-MPSK 시스템의 오류식

직접확산 방식은 PN 부호를 사용하여 TCM-MPSK 로 변조된 신호의 스펙트럼을 변조하는 방식으로 FH(frequency hopping) 에 비해 시스템을 쉽게 구현할 수 있는 등의 여러가지 장점 때문에 여러분야에서 사용되고 있다. 직접대역확산시스템의 처리이득은 정보신호의 비트율과 비교되는 RF 대역폭의 함수로 표현된다. ¹⁰⁾ 즉,

$$G_p = \frac{BW_b}{BW_s} \tag{20}$$

여기서, BW_b 는 원래 신호의 대역폭이고 BW_s 는 확산된 신호의 대역폭이다.

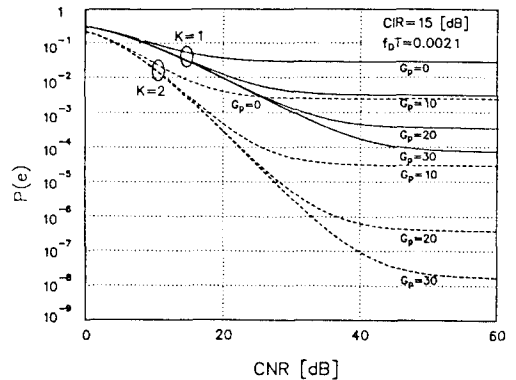
본 연구에서는 AWGN 이 존재하는 육상이동통신 채널에서 원하는 정보신호와 간섭이 동시에 페이딩의 영향을 받을때, 이를 개선하기 위하여 직접확산대역통신방식을 도입하였다. 이와 같은 경우 앞 절에서 구한 결과식을 이용하여 CIR, CNR, 다이버시티 수신 및 페이딩율에 대한 DS/TCM-MPSK 시스템의 비트오율식을 구하면 다음과 같다

$$\rho_b \leq \frac{1}{A} \sum_{d_{free}, s} N(d_{free}, s) \left[\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} + \frac{\sigma_p^2}{G_p \cdot \sigma_s^2} \right)^2}} \right) \right. \\ \left. \frac{J_0(2\pi f_b T) \cdot \sin(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2))}{- \left[J_0(2\pi f_b T) \cdot \cos(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2)) + \frac{\sigma_p^2}{G_p \cdot \sigma_s^2} J_0(2\pi f_b T) \right]} \right] \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \left[\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} + \frac{\sigma_p^2}{G_p \cdot \sigma_s^2} \right)^2}} \right) \right. \\ \left. \frac{J_0(2\pi f_b T) \cdot \sin(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2))}{+ \left[J_0(2\pi f_b T) \cdot \cos(\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2)) - \frac{\sigma_p^2}{G_p \cdot \sigma_s^2} J_0(2\pi f_b T) \right]} \right] \tag{21}$$

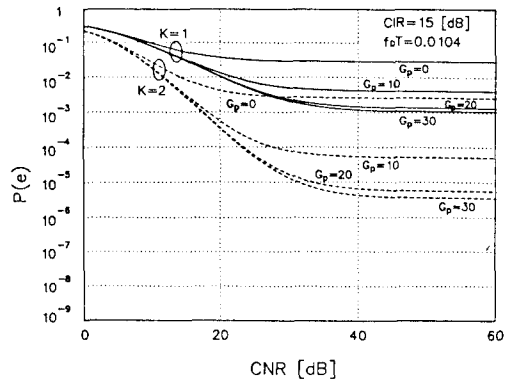
$$\left[\frac{1}{+ \frac{\sigma_n^2}{G_p \cdot \sigma_s^2} J_0(2\pi f_b T) \cdot e^{-j[\Phi_s(T/2) - \Phi_s(-T/2)]} + \frac{\sigma_p^2}{\sigma_s^2} \rho_n(T)} \right]^K \tag{21}$$

IV. 수치해석 및 고찰

DS/TCM-4PSK 시스템을 AWGN, 톤간섭 및 페이딩이 존재하는 육상이동채널에 사용하는 경우에 대한 BER/CNR 특성은 trellis 부호기에 의해 결정되



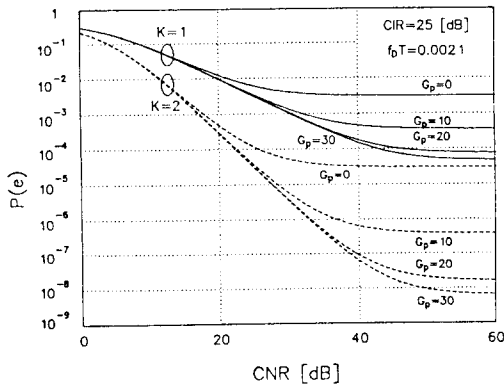
(a)



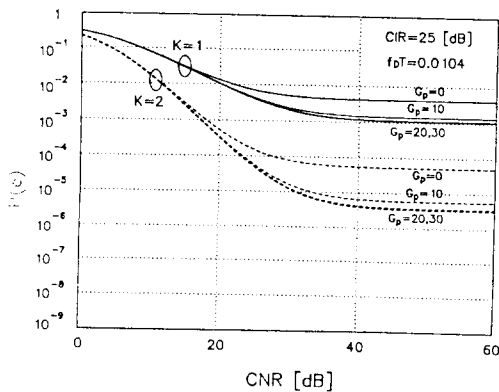
(b)

그림 3. CIR = 15 dB 일때의 처리이득과 다이버시티 수신유무에 대한 BER 특성
 (a) $f_bT = 0.0021$ (b) $f_bT = 0.0104$
 Fig. 3. BER performance versus CNR due to process gain and with/without diversity reception at CIR = 15 dB.
 (a) $f_bT = 0.0021$, (b) $f_bT = 0.0104$.

는 파라미터와 앞에서 유도한 오율식에 의해 구했다. 여기서 신호와 톤간섭이 동시에 페이딩의 영향을 받는 경우 다이버시티 수신 및 직접확산방식에 의한 오율특성의 개선정도를 고찰하기 위하여 반송파전력 대 잡음비를 15 [dB], 25 [dB] 와 100 [dB] 라고 놓고 고찰하였다. 그리고 페이딩을 $f_b T (= v/\lambda \cos\theta)$ 는 16 [Kbps] 의 전송속도를 갖는 데이터가 반송파주파수 1.8 [GHz] 로 변조되고, 이동체의 속도가 0~100 [Km/h] 라 가정했을 때의 값을 선택하였으며, 사전복조필터의 대역폭적 (bandwidth product) BT는 1이라고 가정하였다. 이상의 파라미터를 이용하여 DS/TCM-4PSK 시스템의 오율특성은 그림 3 ~ 그림 5 에서 보는 바와 같다.



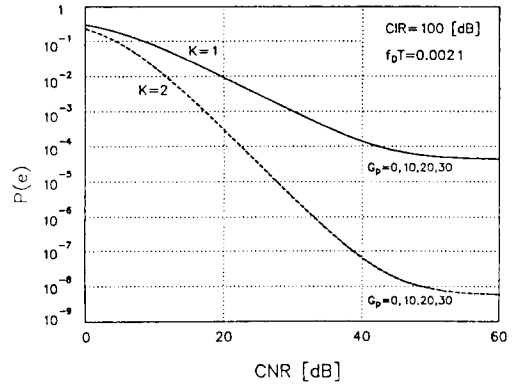
(a)



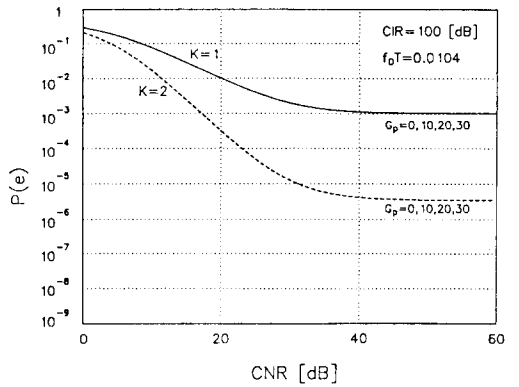
(b)

그림 4. CIR = 25 dB 일때의 처리이득과 다이버시티 수신유무에 대한 BER 특성
(a) $f_b T = 0.0021$ (b) $f_b T = 0.0104$

Fig. 4. BER performance versus CNR due to process gain and with/without diversity reception at CIR = 25 dB
(a) $f_b T = 0.0021$, (b) $f_b T = 0.0104$.



(a)



(b)

그림 5. CIR = 100 dB 일때의 처리이득과 다이버시티 수신유무에 대한 BER 특성
(a) $f_b T = 0.0021$ (b) $f_b T = 0.0104$

Fig. 5. BER performance versus CNR due to process gain and with/without diversity reception at CIR = 100 dB
(a) $f_b T = 0.0021$, (b) $f_b T = 0.0104$.

그림 3 ~ 그림 5 에서 보는 바와 같은 결과를 통해 신호와 톤 간섭이 동시에 영향을 받을 때에 대해 BER/CNR 특성을 고찰한 결과 몇가지 중요한 사항을 살펴보면 다음과 같다.

첫째, 톤간섭이 페이딩의 영향을 작게 받을 때 (CIR = 100 [dB])에는 trellis 부호화에 의한 이득이 3 [dB] 정도이나 톤간섭 성분이 페이딩을 비교적 많이 받아서 반송파 대 간섭비가 약 25 [dB] 이하가 되면 부호화에 의한 이득이 1 [dB] 이하로 떨어지게 된다. 다시 말해서 간섭성분이 시간선택성 페이딩의 영향을 많이 받으면, 이동체의 속도에 오율특성이 무

관할 뿐만 아니라 trellis 부호화에 의한 성능개선 거의 이루어지지 않으므로 다른 방법을 모색하여야 한다.

둘째, 전송신호만 페이딩의 영향을 받거나 전송신호와 톤 간섭이 동시에 영향을 받는 경우에 대해서도 다이버시티 수신을 하는 것이 매우 효과적임을 알 수 있다. 그러나 신호와 간섭성분이 페이딩의 영향을 심하게 받을 경우, 원하는 만큼의 성능개선을 이루기 위해서는 다이버시티 가지의 수가 많이 필요하게 되어 수신 시스템이 복잡해진다.

끝으로, 직접확산방식을 전송시스템에 채택했을 때 오울관점에서 고찰해 보면, 신호와 톤간섭이 동시에 페이딩의 영향을 많이 받는 경우에 더욱 우수한 특성을 얻을 수 있으며, 신호에만 페이딩의 영향이 미치면 DS의 처리이득양에 의한 성능개선이 이루어지지 않는다.

V. 결론

본 논문에서는 디지털 육상이동통신용으로 TCM-MPSK 시스템을 구현하였다. 그리고 시스템의 성능을 고찰하기 위하여 육상이동채널에서 신호와 톤 간섭이 동시에 페이딩의 영향을 받는 경우에 대해 오울관점에서 해석하였다. 이와같은 경우 TCM-MPSK의 성능을 개선하기 위하여 직접확산방식과 사후검파 다이버시티 수신기를 사용하였다.

그 결과 신호만 페이딩의 영향을 받는 경우에는 trellis 부호화에 의한 CNR 여유가 약 3 [dB] 정도 개선되나, 신호와 톤 간섭이 동시에 페이딩의 영향을 많이 받는 경우에는 CNR 여유가 약 1 [dB] 정도 밖에 개선되지 않는다. 이때 다이버시티 수신(k=2)을 하면 전자의 경우는 약 20 [dB] 정도의 CNR 마진을 얻을 수 있지만, 후자의 경우는 이동체의 속도에 관계없이 시스템의 성능 개선에 한계가 이르게 된다. 이에따라 신호만 페이딩의 영향을 받는 만큼 시스템의 성능을 개선하기 위해서는 많은 다이버시티 가지 수가 필요하게되어 실제적인 경우 많은 문제점이 발생하게 된다.

따라서 이와같은 문제점을 해결하고 대용량의 시스템을 구축하기 위해서는 직접확산과 같은 스펙트럼확산통신방식과 다이버시티 수신을 병행함으로써 해결할 수 있다. 즉 직접확산과 다이버시티 수신 방법을 적용하면 그림 3~그림 5에서 보는 바와 같이 신호만 페이딩의 영향을 받는 경우보다 신호와 톤 간섭이 동시에 페이딩의 영향을 많이 받는 경우(CIR=15 dB)

가 더욱 더 시스템의 성능이 개선됨을 확인하였다.

參考文獻

- [1] 김호영, 이혁재, "이동통신의 디지털화," 한국통신학회 Communication Technology Seminar 초록집, pp. 1-30, Dec. 20, 1988.
- [2] CEPT/GSM Recommendation, July 1988.
- [3] W.Rummler, R.P.Coutle, and M. Linger, "Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio," *IEEE Commun. Mag.*, Nov. 1986.
- [4] K.Murata, "Spectrum Efficiency of GMSK Land Mobile Radio," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. VT-34, no. 2., pp. 69-75, May 1985.
- [5] H.Suzuki, "Canonic Receiver Analysis for M-ary Angle Modulation in Rayleigh Fading Environment," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. VT-31, no.1, Feb. 1982.
- [6] G. Hingorani, "Error Rate for a Class of Binary Receiver," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-15, pp. 209-215, Apr. 1967.
- [7] J.Du, B.Vucetic and L.Zhang, "New 16-PSK Trellis Codes for Fading Channel," *IEEE International Mobile Satellite Conference* pp. 481-486, Ottawa, 1990.
- [8] G.Ungerboeck, "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets Part I : Introduction," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, no.2, pp. 5-11, Feb. 1987.
- [9] G.Ungerboeck, "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets Part II : State of the Art," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, no.2, pp. 12-21, Feb. 1987.
- [10] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. and Barry K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, vol. I, II, III CSP, 1985.

 著者紹介

方成日(正會員)

1984年 단국대학교 전자공학과 (공학사). 1986年 단국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사). 1992年 단국대학교 대학원 전자공학과 (공학박사). 주관심 분야는 디지털 이동통신, 부호이론 등임.

陳年鋼(正會員)

국립항공대학 통신공학과(공학사). Oregon state university (공학석사). Oregon state university (공학박사). 한국항공대학 전자공학과 교수. 미국 Cubic 전자통신회사(책임연구원). 한국통신학회회장 역임. 현재 단국대학교 전자공학과 교수. 주관심 분야는 디지털 이동통신, 마이크로파 통신 등임.