

論 文

고속 페이딩 채널에서 DFE 기법을 적용한
PRCPM 신호의 주파수 검파에 관한 연구

正會員 박길재* 正會員 姜珉求* 正會員 김종일* 正會員 康昌彦*

A Study on the Frequency Detection of
PRCPM Signals Using the DFE Scheme
in Fast Fading Channels

Gil Jae PARK*, Min Goo KANG*, Chong Il KIM*, Chang Eon KANG* *Regular Members*

要 約 3RC, 3STC, 4SRC, TFM 등과 같은 변위 디지털 PRCPM 신호는 정 전력 특성과 밀집된(Compact) 전력 스펙트럼을 갖는다. 그러나 고속 페이딩 채널에서 단순한 주파수 검파를 사용했을 때 이들의 BER은 너무 높다. 이는 인접 비트들 때문에 생기는 높은 ISI에 기인한다. 본 논문에서는 하나의 인접 비트 때문에 생기는 ISI의 제거를 위해 DFE(Decision Feedback Equalization)을 사용하였고, 이때의 BER 성능 향상을 이론적으로 살펴보았다. 또한, DFE를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우의 BER 성능 비교를 위해 수치 결과를 제시하였다.

ABSTRACT Some digital partial response continuous phase modulation signals such as 3RC, 3SRC, 4SRC, and TFM have constant envelope characteristics and compact power spectra. However, their bit error rates in fast fading environments are too high when a simple frequency detection is used. This is due to high inter-symbol interference resulting from adjacent bits. The improvement of BER performance by using DFE(Decision Feedback Equalization) to cancel the ISI of one adjacent bit is theoretically investigated in this paper. Numerical results are presented to compare the BER performance of frequency detection with and without decision feedback equalization.

I. 서 론

육상 이동통신에서 한정된 주파수 자원을 가장 효율적으로 사용할 수 있는 변조방식에 대해서 그동안 많은 연구가 진행되어 왔다. 최근에 발표된 다수의 논문들에서는 정 진폭의 성질을 갖는 대역폭 효율 변조방식으로 디지털 FM 방식의 일종인 연속 위상 주파수 변조(Continuous Phases FSK, CPFASK)가 많은 관심을 받아 왔다. 대표적인 예로 GMSK(Gaussian Minimum

Shift Keying)와 TFM(Tamed Frequency Modulation)을 들 수 있는데 이들은 이동통신에서 요구하는 엄격한 대역외 방사전력(60~80dB 이하)을 만족하고 협대역 스펙트럼을 갖기 때문에 이동통신을 위한 변조기법으로 가장 적합하다 [1][2].

주파수 검파 방식은 동기 방식에 비해 고속 페이딩에 강하고 차동 방식에 비해 반송 주파수의 유동에 면역성이 강하다. 또한 종래의 아날로그 FM 방식에 사용된 수신기를 이용하여 쉽게 구성이 가능하기 때문에 이동 무선통신에 가장 적합한 변조방식이라고 할 수 있다. 그러나 이 방식은 변조 전에 사용되는 펄스셰이핑 여파기(Pulse shaping filter)의 대역제한으로 심각한

*延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Yonsei University
論文番號 : 91-39 (接受 1991. 1. 4)

ISI의 영향을 받아 수신성능이 크게 저하된다 [3][4][5].

본 논문에서는 GMSK 신호와 유사한 성질을 갖는 PRCPM(Partial Response Continuous Phase Modulation)[6][7][8] 신호의 주파수 감파 방식에 ISI의 효과를 줄이기 위해 DFE 기법을 적용하였고, 시분레이션을 통해 DFE 기법을 적용하지 않은 경우와 수신성능을 비교 분석하였다.

II 장에서는 PRCPM 신호와 ISI에 대해서 기술하였고, III 장에서는 주파수 감파 방식에 DFE 기법을 적용했을 경우의 예러화률 유도과정은 나타내었다. IV 장에서는 시분레이션 길과 및 분석을 나타내었고, V 장에서 결론을 얻었다.

II. PRCPM 신호와 ISI

일반적인 CPM 신호는 식(2-1)과 같이 정의된다[6].

$$s(t, \alpha) = \frac{2E}{T} \cos[2\pi f_c t + \Phi_s(t, \alpha) + \Phi_0] \quad (2-1)$$

이때 전송된 정보를 포함하고 있는 위상은 식(2-2)와 같다.

$$\Phi_s(t, \alpha) = 2\pi h \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n q(t - nT) \quad (2-2)$$

여기서, $q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau, \quad -\infty < t < \infty$

$g(t) : 0 \leq t \leq LT$ 사이에 펄스 모양을 갖는 스무딩 펄스형(Smoothing pulse shape)

- L : 펄스의 길이(Pulse length)
- E : 심벌당 에너지(Energy per symbol)
- f_c : 반송 주파수(Carrier frequency)
- Φ_0 : 초기위상(일반적으로 0)
- h : 변조지수(Modulation index)
- T : 심벌시간(Symbol duration)

time)

a : 무한 시퀀스(Infinite sequence)

그림 1은 일반적인 CPM 신호의 송신 블록도를 나타낸 것이다[7].

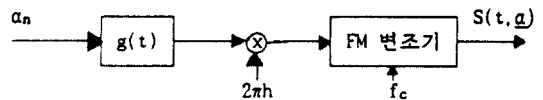


그림 1. CPM 신호의 송신 블록도

CPM 신호가 되기 위해서는 정보를 전달하는 위상 $\Phi_s(t, \alpha)$ 가 시간에 대한 연속함수 이어야 한다. 이는 스무딩 펄스 $g(t)$ 가 어떤 임펄스 성분도 갖지 않음을 의미한다. 스무딩 펄스형 $g(t)$ 의 선택, 또는 파라미터 h와 M를 변형함에 따라 여러 종류의 CPM 신호를 얻을 수 있다. $L > 1$ 인 경우 펄스 $g(t)$ 는 신호의 전송시 중첩이 생기기 때문에 본 논문에서 고려한 PRCPM 신호가 되고 $L \leq 1$ 인 경우 근접 신호간의 중첩이 생기지 않기 때문에 FRCPM 신호가 된다. 본 논문에서 고려한 PRCPM 신호의 기저 펄스 함수를 표 1에 나타내었다[2].

변조 기법	펄스 함수
LRC	$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT} [1 - \cos(\frac{2\pi t}{LT})], & 0 \leq t \leq LT \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$
LSRC	$g(t) = \frac{1}{LT} \frac{\sin(\frac{2\pi t}{LT}) \cos(\beta \frac{2\pi t}{LT})}{\frac{2\pi t}{LT} - (\frac{4\beta}{LT})^2 t^2}, \quad 0 \leq \beta \leq 1$
TFM	$g(t) = \frac{1}{\beta} \cdot [g_0(t-T) + 2g_1(t) + g_0(t+T)]$ $g_0(t) = \frac{\sin(\frac{\pi t}{T})}{\frac{\pi t}{T}} - \frac{\pi^2}{24} \frac{2\sin(\frac{\pi t}{T}) \cos(\frac{\pi t}{T}) - (\frac{\pi t}{T})^2 \cdot \sin(\frac{\pi t}{T})}{(\frac{\pi t}{T})^2}$
GMSK	$g(t) = \frac{1}{2T} \left\{ Q \cdot [2\pi B_b \frac{t - \frac{T}{2}}{ln2}] - Q \cdot [2\pi B_b \frac{t + \frac{T}{2}}{ln2}] \right\}$ $Q(t) = \int_t^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp(-\tau^2/2) d\tau$

표 1. CPM 신호의 기저 펄스 함수

반송 주파수 f_c 에서 정 진폭 디지털 PRCPM 신호는 식(2-3)과 같이 정의된다.

$$S(t) = \text{COS}[2\pi f_c t + \Phi_s(t)] \quad (2-3)$$

전송된 정보를 포함하고 있는 변조위상 $\Phi_s(t)$ 는 식(2-4)와 같다.

$$\Phi_s(t) = 2\pi h \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \int_{-\infty}^t g(v-nT) dv \quad (2-4)$$

$a_n = \pm 1$ 이고 L 이 무한히 큰 경우에 ISI는 모든 비트에 의해서 발생하지만 BER 성능에 크게 영향을 미치는 의미있는 ISI를 발생하는 것은 단지 근접한 몇 비트에 불과하다[4][9]. DFE 기법을 적용한 디지털 PRCPM 신호의 주파수 검파를 위한 수신기의 블록도가 그림 2에 나타나 있다.

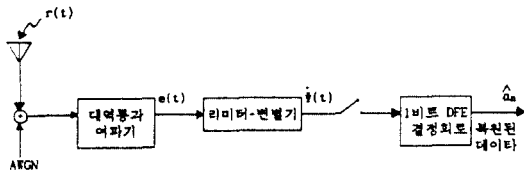


그림 2. DFE 기법을 적용한 수신기의 블록도

그림 2에서 전송된 신호의 결정은 위상의 시간 도함수를 기초로 하여 이루어 진다[5][10].

식(2-4)를 시간에 대해서 미분하면 전송된 신호의 위상 도함수는 식(2-5)와 같다.

$$\dot{\Phi}_s(t) = \frac{d\Phi_s(t)}{dt} = 2\pi h \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g'(t-nT) \quad (2-5)$$

비트구간(Bit interval)이 $t=0$ 에 중심을 갖고 $a_0 = \pm 1$ 인 경우에 식(2-5)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_s(0) &= 2\pi h \left[\pm g'(0) + \sum_{n \neq 0} a_n g'(nT) \right] \quad (2-6) \\ &= 2\pi h \left[\pm g'(0) + a_{1g}(T) + a_{-1g}(-T) \right] \quad (2-7) \end{aligned}$$

식(2-6)에서 우변의 두번째항은 주파수 검파시에 에러확률에 영향을 미치는 ISI를 나타낸다. 펄스 웨이핑 여파기의 대역제한으로 생기는 ISI는 두 인접비트(양측에서 1비트씩)에서 고려할 정도

이므로, 식(2-6)은 식(2-7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{\Phi}_s(0) = 2\pi h \left[\pm g'(0) + a_{1g}(T) + a_{-1g}(-T) \right] \quad (2-7)$$

III. 에러확률의 유도

그림 2의 시스템 모델에서 고속 레일레이 페이딩 이동 무선 경로를 통해서 수신된 신호가 대역 통과 여파기를 통과했을때, 수신신호 $r(t)$ 와 가산 잡음 $n(t)$ 는 식(3-1)과 같이 표현된다[10].

$$r(t) = x_s(t) \cos[2\pi f_c t + \phi_s(t)] - y_s(t) \sin[2\pi f_c t + \phi_s(t)] \quad (3-1)$$

$$n(t) = x_n(t) \cos 2\pi f_c t - y_n(t) \sin 2\pi f_c t$$

여기서, $r(t)$: 수신 신호

$n(t)$: 가산 백색 잡음(AWGN)

$\Phi_s(t)$: 신호의 변조 위상

$x_s(t), y_s(t), x_n(t), y_n(t)$: 0 평균 독립 가우시안 저역 통과 과정

이때, 라미터-변별기 입력신호 $e(t)$ 는 식(3-2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$e(t) = X(t) \cos 2\pi f_c t - Y(t) \sin 2\pi f_c t \quad (3-2)$$

이제 진폭 $R(t)$ 와 위상 $\Psi(t)$ 를 식(3-3)과 같이 정의한다.

$$X(t) = R(t) \cos[\Psi(t)] \quad (3-3)$$

$$Y(t) = R(t) \sin[\Psi(t)]$$

식(3-3)을 식(3-2)에 적용하면 식(3-4)와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$e(t) = R(t) \cos[2\pi f_c t + \Psi(t)] \quad (3-4)$$

여기서, $R(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)}$

$\Psi(t) = \tan^{-1}(Y(t) / X(t))$

따라서 최종적인 리미터-변별기의 출력은 위상 $\Psi(t)$ 의 시간에 대한 도함수이므로 식(3-5)와 같이 나타낼 수 있다[10].

$$\dot{\Psi}(t) = \frac{X(t)\dot{Y}(t) - \dot{X}(t)Y(t)}{X^2(t) + Y^2(t)} \quad (3-5)$$

여기서 $\dot{\cdot}$ 은 시간에 대한 도함수이다.

X, Y, \dot{X} , \dot{Y} 의 사이의 결합 확률 밀도함수가 식(3-6)과 같다[10].

$$p(X, Y, \dot{X}, \dot{Y}) = \frac{1}{(2\pi)^2 \sigma_1 \sigma_2 (1 - \rho^2)} \exp\left\{-\frac{1}{2(1 - \rho^2)} \left[\frac{X^2 + Y^2}{\sigma_1^2} + \frac{\dot{X}^2 + \dot{Y}^2}{\sigma_1^2} - \frac{2\rho(X\dot{Y} - \dot{X}Y)}{\sigma_1 \sigma_2} \right]\right\} \quad (3-6)$$

여기서, $\sigma_1^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$

$$\sigma_2^2 = -\sigma_s^2 \ddot{\rho}_s(0) - \sigma_n^2 \ddot{\rho}_n(0) + \sigma_s^2 \dot{\Phi}_s(t)$$

$$\sigma_1 \sigma_2 \rho = \sigma_s^2 \dot{\Phi}_s(t)$$

식(3-3)과 (3-3)식으로부터 구한 X, Y의 시간에 대한 도함수를 이용해서 X, Y, \dot{X} , \dot{Y} 와 R, Φ , \dot{R} , $\dot{\Phi}$ 사이의 관계식을 얻을 수 있고 이러한 관계식을 이용하여 R, Φ , \dot{R} , $\dot{\Phi}$ 사이의 결합 확률 밀도함수는 식(3-6)으로부터 구할 수 있고 그 결과식은 식(3-7)과 같다.

$$p(R, \Psi, \dot{R}, \dot{\Psi}) = \frac{R^2}{(2\pi)^2 \sigma_1 \sigma_2 (1 - \rho^2)} \exp\left\{-\frac{1}{2(1 - \rho^2)} \left[\frac{R^2}{\sigma_1^2} + \frac{\dot{R}^2 + R^2 \dot{\Psi}^2}{\sigma_2^2} - \frac{2\rho R \dot{\Psi}}{\sigma_1 \sigma_2} \right]\right\} \quad (3-7)$$

식(3-7)을 R, Ψ , \dot{R} 에 대해 적분하면 검파기 출력 $\dot{\Psi}$ 의 확률 밀도함수는 식(3-8)과 같이 표현된다.

$$P(\dot{\Psi}) = \int_{-\infty}^{\infty} dR \int_{-\infty}^{\infty} d\Psi \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{R} p(R, \Psi, \dot{R}, \dot{\Psi}) \quad (3-8)$$

$$\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)^2 \cdot (1 - \rho^2) \cdot \left\{ \dot{\Psi}^2 - 2\left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)\rho\dot{\Psi} + \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)^2 \right\}^{3/2}$$

그림 3은 본 논문에서 적용한 1비트 DFE 기법의 블록도이다. 그림 3의 DFE 회로는 식(3-9)로 주어지는 케환 신호를 발생하기 위하여 앞선 샘플링 순간의 판정결과인 \hat{a}_{-1} 를 이용한다.

$$\eta = 2\pi h \hat{a}_{-1} g(-T) \quad (3-9)$$

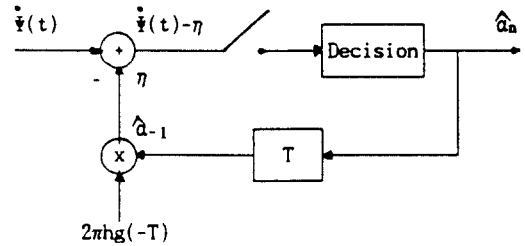


그림 3. 1비트 DFE 기법의 블록도

샘플링 순간 $t=0$ 에서 변조 위상의 도함수인 식(2-7)로 부터 케환신호인 식(3-9)를 빼면 식(2-7)의 제비제항은 완벽하게 제거된다. 따라서 ISI의 절반이 제거되므로 시스템의 성능 향상을 예측할 수 있다. 변별기 검파 이후에 더 이상의 신호처리가 행해지지 않는다면 결정은 샘플링 순간에서 $\dot{\Psi}(t)$ 의 극성에 의존한다.

그러나 DFE 기법을 적용할 경우 전송된 데이터에 대한 결정은 식(3-10)의 극성에 의존하게 된다.

$$v(0) = \dot{\Psi}(0) - \eta \quad (3-10)$$

$v(0)$ 의 확률 분포는 식(3-8)에서 주어진 $\dot{\Psi}(0)$ 의 확률 밀도함수로 부터 랜덤 변수의 단순한 선형 변환을 통해 얻을 수 있고 그 결과식은 식(3-11)과 같다.

$$P(v) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)^2 \cdot (1 - \rho^2) \cdot \left[v^2 + 2\left(\eta - \frac{\sigma_2}{\sigma_1}\rho\right)v + \eta^2 + \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)^2 - 2\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\rho \right]^{3/2} \quad (3-11)$$

$\Phi_s(t)$ 가 데이터 열 $\{\alpha_n\}$ 의 함수이므로 $a_0 = \pm 1$ 일때 조건 에러확률 역시 데이터 열의 함수가 된다. 그러므로 전송된 신호가 mark 일때의 조건 에러확률은 식(3-12)와 같고 전송된 신호가 space 일때의 조건 에러확률은 식(3-13)과 같다.

$$P_{e,1}(\dots, a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, a_2, \dots) = \int_{-\infty}^0 p(\dot{\tau} | a_0 = 1, \dots, a_{-2}, a_{-1}, a_1, a_2, \dots) d\dot{\tau} \quad (3-12)$$

$$P_{e,-1}(\dots, a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, a_2, \dots) = \int_0^{\infty} p(\dot{\tau} | a_0 = -1, \dots, a_{-2}, a_{-1}, a_1, a_2, \dots) d\dot{\tau} \quad (3-13)$$

따라서 평균 에러확률은 식(3-14)와 같다.

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\rho(a_2/a_1) - \eta}{\eta^2 - 2(a_2/a_1)\eta\rho + (a_2/a_1)^2} \right] \dots\dots\dots (3-14)$$

$$= \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{(1 + \Gamma)\eta - \Gamma(2\pi h z g(0) + a_1 g(T) + a_{-1} g(-T) \dots)}{\sqrt{1 + \Gamma} \sqrt{(1 + \Gamma)\eta^2 - \Gamma[74\pi h(z g(0) + a_1 g(T) + a_{-1} g(-T) \dots)] - 2\pi h^2 f_c^2} - \frac{4\pi^2 h^2 (z g(0) + a_1 g(T) + a_{-1} g(-T) \dots)^2 + 2\pi^2 B_i^2 + \ln 2}{2}} \right\}$$

여기서, $\Gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ (SNR)

$L \leq 4$ 인 PRCPM 신호에서 $n \geq 2$ 이면 $g(nT)$ 0이다. 결과적으로 ISI에 주된 영향을 미치는 것은 근접한 비트들이다. 따라서 a_{-1}, a_1 에 대해서 평균값을 취하면 최종적인 평균 에러확률을 얻을 수 있다. 식(3-14)에 $\eta = 2\pi h a_{-1} g(-T)$ 과 $h = 1/2$ 를 대입하고, $n \geq 2$ 인 경우 $g(nT) = 0$ 으로 놓으면 최종적인 PRCPM 신호의 평균 에러확률은 식(3-15)와 같다.

$$P_e = \frac{1}{8} \left[1 - \frac{\Gamma[g(0) - g(T)] + g(T)}{\sqrt{1 + \Gamma} \sqrt{(1 + \Gamma)g^2(T) + 2\Gamma g(T)[g(0) - 2g(T)] - \Gamma(2f_c T)^2} + [g(0) - 2g(T)]^2 + 2B_i^2 / \ln 2} \right] \dots\dots\dots (3-15)$$

$$+ \frac{1}{8} \left[1 - \frac{\Gamma[g(0) - g(T)] - g(T)}{\sqrt{1 + \Gamma} \sqrt{(1 + \Gamma)g^2(T) - 2\Gamma g(T)g(0) + \Gamma(2f_c T)^2} + [g(0) + 2g(T)]^2 + 2B_i^2 / \ln 2} \right]$$

$$+ \frac{1}{8} \left[1 - \frac{\Gamma[g(0) + g(T)] + g(T)}{\sqrt{1 + \Gamma} \sqrt{(1 + \Gamma)g^2(T) - 2\Gamma g(T)g(0) + \Gamma(2f_c T)^2} + [g(0) + 2g(T)]^2 + 2B_i^2 / \ln 2} \right]$$

$$+ \frac{1}{8} \left[1 - \frac{\Gamma[g(0) + g(T)] - g(T)}{\sqrt{1 + \Gamma} \sqrt{(1 + \Gamma)g^2(T) + 2\Gamma g(T)[g(0) + 2g(T)] - \Gamma(2f_c T)^2} + [g(0) + 2g(T)]^2 + 2B_i^2 / \ln 2} \right]$$

IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

그림 2에 나타난 시스템 모델을 이용하여 PRCPM 신호의 주파수 검파에 DFE 기법을 적용한 경우의 비트 에러확률에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 알아 보았다.

반송 주파수가 900MHz이고 채널의 전송률이 16kbps일때 시뮬레이션에 의한 이론적인 성능 분석은 레일리 페이딩 조건에서 이동체의 속도 변화(0 ~ 100km/h)에 따른 페이딩률 $f_D T$ 가 0.000 ~ 0.005일때 PRCPM 신호의 에러확률을 구하였다. 시뮬레이션에서 사용된 수신단의 대역 통과 여파기는 가우시안 특성을 갖고 이 여파기에 의한 신호의 왜곡은 없다고 가정하였으며, $B_i T = 0.5$ 에 대하여 각각의 에러확률을 구하였다.

그림 4는 2RC의 에러확률로서 $B_i T = 0.5$, $f_D T = 0.005$, $BER = 10^{-3}$ 에서 DFE 기법을 적용한 경우가 DFE 기법을 적용하지 않은 경우 보다 신호의 수신성능이 3dB 증가 하였고, 그림 5는 3RC의 에러확률로서 같은 조건에서 DFE 기법을 적용했을 때 수신성능이 5dB 증가 하였다. 또한 그림 6은 3SRC의 에러확률로서 같은 조건에서 DFE 기법을 적용한 경우 수신성능이 7dB 증가 하였고, 그림 7은 4SRC의 에러확률로서 DFE 기법을 적용한 경우에 수신성능이 크게 향상되었다. TFM의 에러확률은 그림 8에 나타내었고 같은 조건에서 DFE 기법을 적용한 경우에 4 SRC와 비슷하게 수신성능은 크게 향상되었다. 그리고 GSMK ($B_b T = 0.25$)의 에러확률은 그림 9과 같고 같은 조건에서 DFE 기법을 적용한 경우에 신호의 수신성능이 4dB 증가 하였다.

본 논문에서 고려한 각 기법의 에러확률 비교를 표2, 표3, 표4에 나타내었고, 표5에서는 $f_D T = 0.005$, $P_e = 10^{-3}$ 에서 DFE 기법 적용시의 성능향상도를 나타내었다.

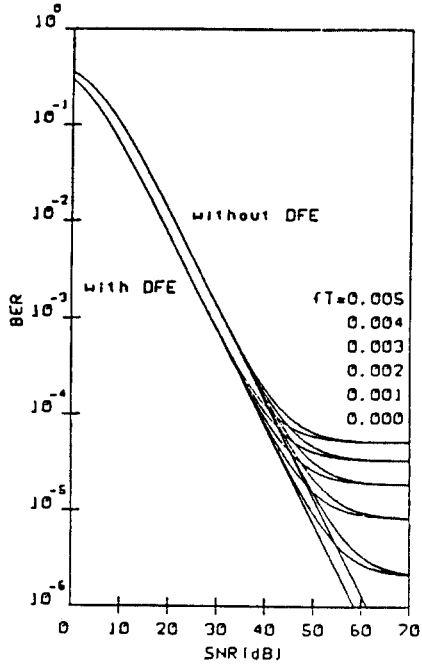


그림 4. 2RC의 에러확률

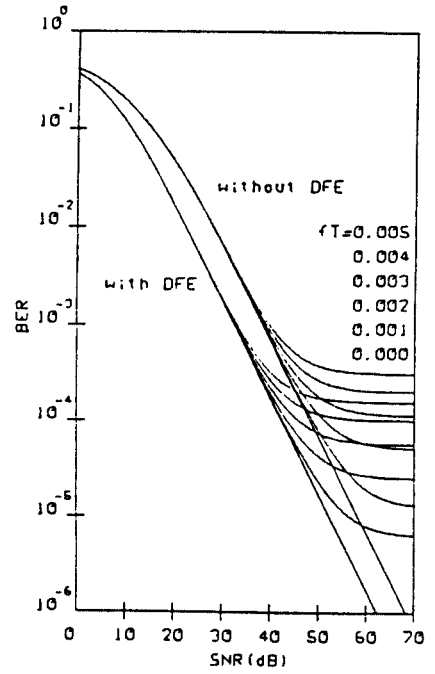


그림 6. 3SRC의 에러확률

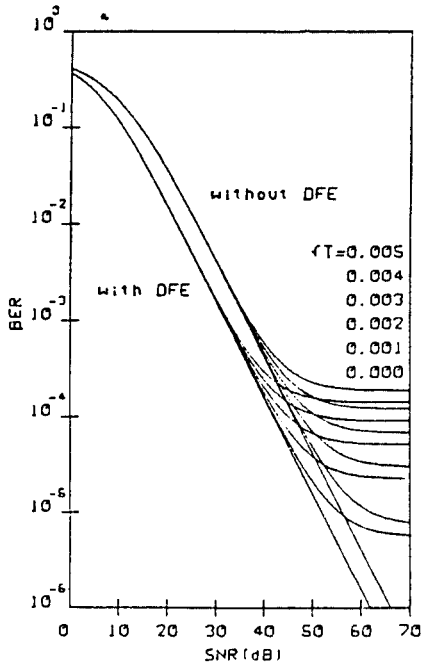


그림 5. 3RC의 에러확률

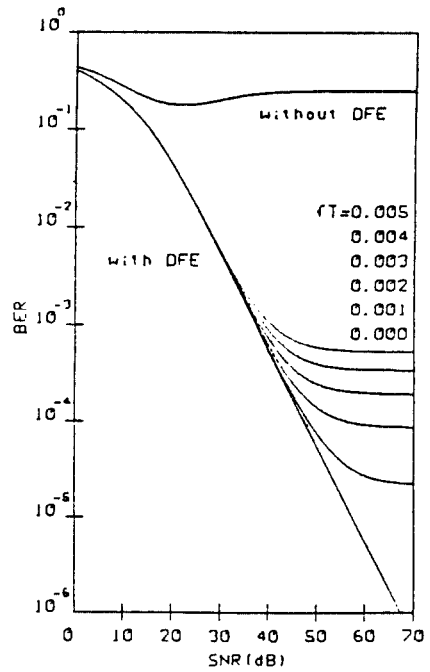


그림 7. 4SRC의 에러확률

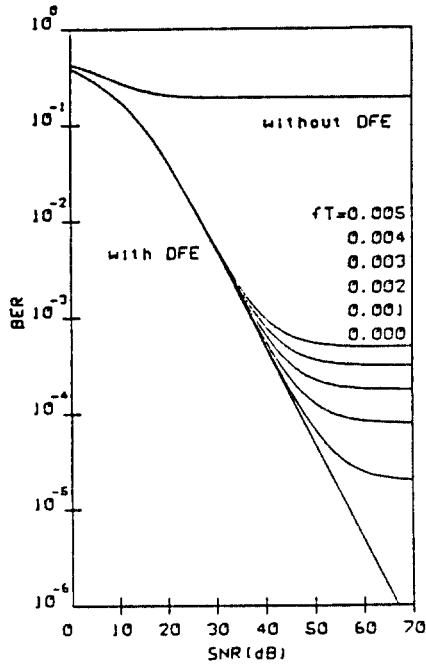


그림 8. TFM의 에러확률

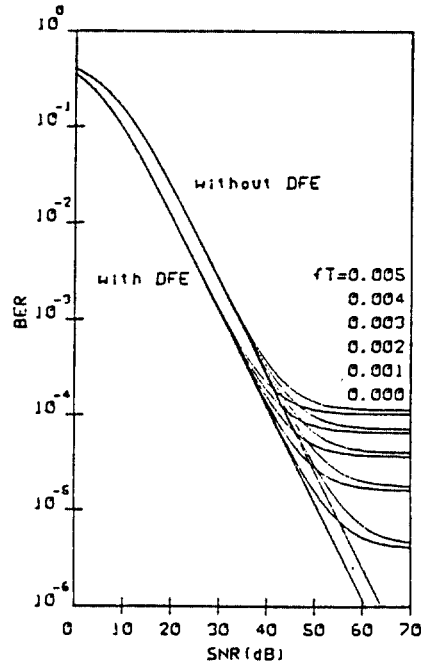


그림 9. GMSK($B_bT=0.30$)의 에러확률

표 2. SNR=35 dB에서 3RC, 3RC, 4RC의 에러확률 비교

BiT		0.5		1.0	
변조기법	f_bT (V)	without DFE	with DFE	without DFE	with DFE
2RC	0.000(0km/h)	4.07143E-04	2.24942E-04	1.17928E-03	8.16366E-04
	0.001(20km/h)	4.09138E-04	2.26957E-04	1.18126E-03	8.18357E-04
	0.002(40km/h)	4.15125E-04	2.32934E-04	1.18722E-03	8.24330E-04
	0.003(60km/h)	4.25104E-04	2.42923E-04	1.19715E-03	8.34282E-04
	0.004(80km/h)	4.39071E-04	2.56906E-04	1.21104E-03	8.48217E-04
	0.005(100km/h)	4.57029E-04	2.74883E-04	1.22893E-03	8.66130E-04
3RC	0.000(0km/h)	1.26037E-03	4.81751E-04	3.99306E-03	2.08189E-03
	0.001(20km/h)	1.26752E-03	4.87179E-04	4.00824E-03	2.08725E-03
	0.002(40km/h)	1.28896E-03	5.03460E-04	4.02084E-03	2.10335E-03
	0.003(60km/h)	1.32468E-03	5.30592E-04	4.05556E-03	2.13016E-03
	0.004(80km/h)	1.37468E-03	5.68568E-04	4.10415E-03	2.16769E-03
	0.005(100km/h)	1.43892E-03	6.17378E-04	4.16658E-03	2.21593E-03

4RC	0.000(0km/h)	1.25796E-01	1.41166E-03	1.27513E-01	6.48445E-03
	0.001(20km/h)	1.25800E-01	1.42920E-03	1.27518E-01	6.50113E-03
	0.002(40km/h)	1.25813E-01	1.48181E-03	1.27531E-01	6.55116E-03
	0.003(60km/h)	1.25836E-01	1.56942E-03	1.27553E-01	6.63448E-03
	0.004(80km/h)	1.25867E-01	1.69196E-03	1.27584E-01	6.75101E-03
	0.005(100km/h)	1.25907E-01	1.84930E-03	1.27623E-01	6.90065E-03

표 3. SNR=35 dB에서 3SRC, 4SRC, TFM의 에리하프 비교

BiT		0.5		1.0	
변조기법	$f_D T$ (V)	without DFE	with DFE	without DFE	with DFE
		3SRC ($\beta=0.8$)	0.000(0km/h)	2.05392E-03	5.33788E-04
	0.001(20km/h)	2.06573E-03	5.39864E-04	6.46839E-03	2.32843E-03
	0.002(40km/h)	2.10115E-03	5.58086E-04	6.50115E-03	2.34639E-03
	0.003(60km/h)	2.16013E-03	5.88451E-04	6.55571E-03	2.37633E-03
	0.004(80km/h)	2.24260E-03	6.30949E-04	6.63202E-03	2.41822E-03
	0.005(100km/h)	2.34845E-03	6.85569E-04	6.72997E-03	2.47207E-03
4SRC ($\beta=0.8$)	0.000(0km/h)	2.24278E-01	1.66922E-03	1.99038E-01	7.63991E-03
	0.001(20km/h)	2.24169E-01	1.68999E-03	1.98838E-01	7.65942E-03
	0.002(40km/h)	2.23844E-01	1.75226E-03	1.98881E-01	7.71797E-03
	0.003(60km/h)	2.23311E-01	1.85596E-03	1.98689E-01	7.81845E-03
	0.004(80km/h)	2.22579E-01	2.00095E-03	1.98421E-01	7.95177E-03
	0.005(100km/h)	2.21665E-01	2.18705E-03	1.98083E-01	8.12675E-03
TFM	0.000(0km/h)	1.87166E-01	1.53519E-03	1.87102E-01	6.91941E-03
	0.001(20km/h)	1.87165E-01	1.55388E-03	1.87103E-01	6.93705E-03
	0.002(40km/h)	1.87160E-01	1.60990E-03	1.87105E-01	6.98997E-03
	0.003(60km/h)	1.87154E-01	1.70321E-03	1.87109E-01	7.07807E-03
	0.004(80km/h)	1.87144E-01	1.83370E-03	1.87115E-01	7.20130E-03
	0.005(100km/h)	1.87132E-01	2.00119E-03	1.87123E-01	7.35950E-03

표 4. SNR=35 dB에서 GMSK의 에러확률 비교

B ₁ T		0.5		1.0	
변조기법	f _D T (V)	without DFE	with DFE	without DFE	with DFE
GMSK (B _b T=0.25)	0.000(0km/h)	1.31819E-03	4.88401E-04	4.17906E-03	2.11275E-03
	0.001(20km/h)	1.32568E-03	4.93919E-04	4.18634E-03	2.11820E-03
	0.002(40km/h)	1.34816E-03	5.10450E-04	4.20812E-03	2.13453E-03
	0.003(60km/h)	1.38561E-03	5.37996E-04	4.24442E-03	2.16175E-03
	0.004(80km/h)	1.43801E-03	5.76551E-04	4.29522E-03	2.19984E-03
	0.005(100km/h)	1.50535E-03	6.26106E-04	4.36068E-03	2.24880E-03
GMSK (B _b T=0.30)	0.000(0km/h)	7.82420E-04	3.67124E-04	2.42864E-03	1.52317E-03
	0.001(20km/h)	7.86691E-04	3.71037E-04	2.43285E-03	1.52705E-03
	0.002(40km/h)	7.99505E-04	3.82776E-04	2.44551E-03	1.53870E-03
	0.003(60km/h)	8.20856E-04	4.02339E-04	2.46660E-03	1.55811E-03
	0.004(80km/h)	8.50744E-04	4.29723E-04	2.49612E-03	1.58529E-03
	0.005(100km/h)	8.89162E-04	4.64924E-04	2.53407E-03	1.62022E-03
GMSK (B _b T=0.40)	0.000(0km/h)	5.17226E-04	2.71427E-04	1.54710E-03	1.04912E-03
	0.001(20km/h)	5.19889E-04	2.74056E-04	1.54974E-03	1.05174E-03
	0.002(40km/h)	5.27882E-04	2.81942E-04	1.55775E-03	1.05959E-03
	0.003(60km/h)	5.41203E-04	2.95084E-04	1.57092E-03	1.07267E-03
	0.004(80km/h)	5.59859E-04	3.13482E-04	1.58945E-03	1.09098E-03
	0.005(100km/h)	5.83820E-04	3.37213E-04	1.61327E-03	1.11452E-03

표5. DPE기법시의 성능향상 정도(f₀T=0.005 P_e=10⁻³)

변조기법	B ₁ T	0.5	1.0
2RC		3 dB	1.5 dB
3RC		5 dB	3 dB
3SRC		7 dB	5 dB
GMSK(B _b T=0.25)		5 dB	3 dB
GMSK(B _b T=0.30)		4 dB	2 dB
GMSK(B _b T=0.40)		3 dB	2 dB

V. 결 론

본 논문에서는 1비트 DFE 기법을 적용한 주파수 검파 방식을 이용해서 PRCPM 신호의 수신성능을 이론적으로 분석하였고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 성능 향상을 확인하였다. 고속 레일레이 케이딩 채널에서 2RC는 DFE 기법을 적용한 경우 3dB의 성능향상이 이루어졌고 3RC와 GMSK(B_bT=0.30)는 5dB의 성능 향상이

이루어 졌으며, 3SRC는 7dB의 향상이 이루어 졌다. 4SRC와 TFM은 인접비트에 의한 ISI의 영향이 너무 커서 DFE 기법을 적용하지 않은 경우에는 전송된 신호의 복원이 거의 불가능하나, DFE 기법을 적용할 경우 주파수 감파 방식으로도 신호의 복원이 가능함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1. F. de Jager and C.B.Dekker, "Tamed Frequency Modulation, A Novel Method to Achive Spectrum Economy in Digital Transmission, "IEEE Trans. Comm., Vol. COM-26, pp.534-542, May, 1978.
2. K. Murota and K.Hirade, "GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-29, pp.1044-1050, Jul, 1981.
3. K. Hirono et al., "Multilevel Decision Method for Band-Limited Digital FM with Limiter Discriminator Detection", IEEE Trans. Veh. Tech., Vol.33, pp.114-122, Aug. 1984.
4. A. Yongacoglu, D. Makrakakis and K.Feher, "Differential Detection of GMSK Using Decision Feedback", IEEE Trans. Comm., Vol.36, No.6, pp.641-649, Jun, 1988.
5. K. Hirono et al., "Performance of Baseband-Bandlimited Multilevel FM with Discriminator Detection for Digital Mobile Telephony", Trans. IECE Japan, Vol. E64, pp.463-469, Jul, 1981.
6. T.Aulin, N.Rydbeck, and C.E.Sundberg, "Continuous Phase Modulation Part II : Partial Response Signaling", IEEE Trans. Comm., Vol.COM 29, pp.210-225, Mar, 1981.
7. C.E.Sundberg, "Continuous Phase Modulation", IEEE Comm. Mag., pp.25-38, Apr. 1986.
8. K.Ohno, F.Adachi, "Performance Evaluation of Various Decision Schemes for Frequency Demodulation of Narrow Band Digital FM Signals in Land Mobile Radio", IEEE Trans. Veh. Tech. Vol.39, pp.109-115, May, 1990.
9. S.M.Elnoubi, "Analysis of GMSK with Discriminator Detection in Land Mobile Radio Channels", IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 35, pp.71-76, May, 1986.
10. K.Hirade et al., "Error-Rate Performance of Digital FM with Discriminator Detection in the Presence of Co-Channel Interference under Fast Rayleigh Fading Enviroment", Trans. IECE Japan, Vol. E61, pp.704-709, Sep. 1978.

박길재(Gil Jae PARK) 正會員
 1965年 8月 12日生
 1989年 2月: 西江大學校 電子工學科 卒業
 (工學士)
 1991年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學
 科 卒業(工學碩士)
 1991年 2月: 三星電子 入社



姜珉求(Min Goo KANG) 正會員
 1963年 11月 5日生
 1986年 2月: 延世大學校 電子工學科 卒業
 (工學士)
 1985年 12月~1987年 1月: 三星半導體通
 信(株) 通信研究所
 1989年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學
 科(工學碩士)
 1989年 9月~現在: 同大學院 電子工學科
 博士課程 在學中



김 종 일(Chong Il KIM) 正會員
1961年 8月 12日生
1987年 2月 : 西江大學校 電子工學科 卒業
 (工學士)
1989年 2月 : 延世大學校 大學院 電子工學
 科(工學碩士)
1989年 3月 ~ 現在 : 同大學院 電子工學科
 博士課程 在學中