

論 文

디지털 移動無線通信을 위한 位相一周波數 혼합 變調方式에 關한 研究

正會員 洪 鉉 成* 正會員 趙 成 俊* 正會員 金 元 厚**

A Study on Digital Phase-Frequency Modulation System for Mobile Radio Communications

Hyeon Seong HONG*, Sung Joon CHO*, and Won Hoo KIM**, Regular Members

요 약 본 논문에서는 이동 무선 통신을 위한 새로운 변조 방식인 디지털 위상-주파수 혼합 변조 시스템(digital phase-frequency hybrid modulation system, PFSK)을 제안하고, 이 신호가 m -분포 페이딩 채널을 통과할 경우의 시스템의 오율 및 중단율에 관한 일반식을 구하였다. 특히 레일리 페이딩에 대해서는 다이버시티 수신 기법을 이용하였을 경우의 시스템의 오율 및 중단율에 관한 일반식을 유도하였다. 유도된 오율식에서 반송파 전력 대 잡음 전력비(CNR), 페이딩 지수, 다이버시티 branch의 수, branch 사이의 상관 계수를 파라미터로 수치 계산을 하여, PFSK 시스템과 같이 심볼전송을 하는 QDPSK 시스템의 성능을 오율 및 중단율의 측면에서 비교 평가하였다. 해석 결과, 강한 페이딩하에서는 PFSK 시스템이 QDPSK 시스템에 비해 오율 특성이 우수함을 알 수 있었고, 다이버시티 기법을 사용함으로써 시스템의 성능을 크게 개선시킬 수 있음을 알 수 있었다.

ABSTRACT In this paper, the new modulation system, the digital phase-frequency hybrid modulation system is proposed for mobile radio communications. The error rate and the outage equation of PFSK(Phase-Frequency Shift Keying) signal transmitted through the fading channel has been derived considering diversity techniques. The error rate and the outage rate performances of PFSK system have been evaluated and shown in figures in terms of carrier-to-noise power ratio (CNR), fading figure, numbers of diversity branches, correlation coefficient among the diversity branches. And the performance of PFSK system is compared with the performance of QDPSK system in viewpoints of the error rate and the outage rate. The results show that: in the deep fading environments, the error rate performance of PFSK system is superior to that of QDPSK system. And by using diversity techniques, system performances can be improved 13dB above in CNR.

1. 서 론

정보화 사회의 대두와 더불어 영상이나 문자,

컴퓨터에서 생성되는 수치 자료 등 다량의 데이터를 신속, 정확하고 효율적으로 전송하기 위하여 통신망의 디지털화가 꾀해지고 있으며 최근에는 이동 무선 통신 분야에서도 디지털 통신이 큰 관심을 모으고 있다^{(1),(2)}.

일반적으로 디지털 통신 방식으로는 ASK, PSK, FSK 등이 있으나 이동 무선 통신 시스템에 있어서는 음성의 전송 뿐만 아니라 자동차

* 韓國航空大學 通信工學科
Dept. of Telecommunication Engineering,
Hankuk Aviation College, Seoul, 122 Korea.
論文番號 : 86-13 (接受 1986. 4. 1)

** 韓國航空大學 電子工學科
Dept. of Avionic Engineering,
Hankuk Aviation College, Seoul, 122 Korea.
論文番號 : 86-13 (接受 1986. 4. 1)

의 위치 검출 등 통화에 필요한 각종 데이터의 전송을 필요로 한다⁽³⁾. 그러나, 주파수 자원은 한정되어 있고 정보 전송의 요구가 증대되고 있으므로 2개의 데이터를 동시에 전송할 수 있는 혼합 변조 방식^{(4)~(6)}이 더욱 유리하다.

따라서 본 논문에서는 새로이 “디지털 위상-주파수 혼합 변조(PFSK; Phase-Frequency Shift Keying) 방식”을 제안하고, 동일한 주파수를 재사용하는 셀(cell) 사이의 거리가 충분하여 간섭이 없다고 가정하여 잡음 및 이동 무선 통신 시스템에서 야기되는 페이딩 환경하에서와 다이버시티 수신시의 영향을 고찰하기로 한다.

이를 위하여 이동 무선 통신에 있어서의 가우스성 잡음과 다중 전파로의 영향을 반송파 전력 대 잡음 전력비(CNR), 페이딩 지수, 다이버시티 branch의 수, branch 사이의 상관 계수를 파라미터로 하여 오류(error probability)과 중단율(outage rate)에 관한 식을 구한 후 컴퓨터에 의한 수치 계산을 하여 그 결과를 그래프로 나타내어 이동 통신 시스템에 도입이 예상되는 DPSK(Differential Phase Shift Keying) 방식 중 PFSK 방식과 같이 심볼 전송을 하는 QDPSK(Quaternary DPSK) 방식과 비교, 검토를 행한다.

2. PFSK 시스템

2-1. PFSK 신호 파형

PFSK 시스템은 심볼 단위의 전송을 하는 4值(quaternary) 시스템에 비해 정보 전송률면에서 2배의 이득을 갖는다. 예를 들어 (0 1 1 0)의 정보를 전송할 경우, 심볼(0 1)은 앞의 비트 “0”을 위상 정보로, 뒤의 비트 “1”을 주파수 정보로 가정하면, PFSK 시스템에서는 그림 1과 같이 하나의 비트로 전송되므로 2배의 정보 전송률을 갖는다.

PFSK 신호는 다음과 같이 나타내어진다.

$$s(t) = A \cos \{ (\omega_1 + b_k \omega) t + a_k \pi \} \quad (1)$$

여기서, A 는 신호파의 진폭이고, a_k 와 b_k 는

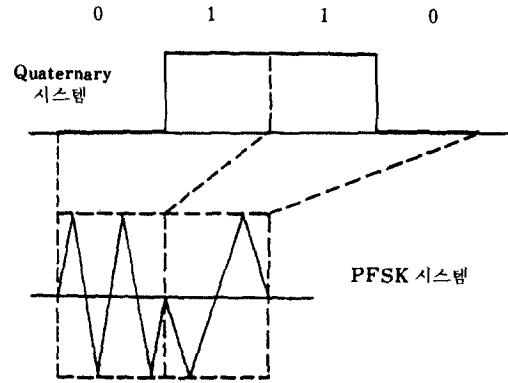


그림 1 Quaternary 시스템과 PFSK 시스템의 정보 전송률의 비교.
Comparison of transmission rate between quaternary and PFSK systems.

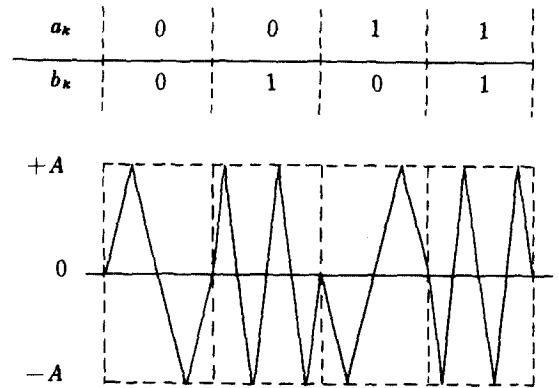


그림 2 PFSK 신호 파형
PFSK signal waveform.

각각 0과 1의 값을 갖는다. 또한 주파수 정보 b_k 가 1인 경우의 주파수를 $\omega_2 (= \omega_1 + \omega)$ 로 놓는다. 그리고 a_k 의 0과 1의 발생 확률과 b_k 의 0과 1의 발생 확률은 각각 $\frac{1}{2}$ 로 가정한다. 그림 2는 식(1)에 따른 PFSK 신호 파형을 나타낸다.

2-2. PFSK의 변·복조

그림 3은 PFSK 시스템의 변조기이다. 이 방식은 데이터열 b_k 에 따라 주파수 변조(FSK) 시킨 후 또 다른 데이터열 a_k 에 따라 다시 위상 변조(PSK)시키는 것으로서 하나의 반송파에 2

개의 데이터를 동시에 전송할 수 있는 방식이다.

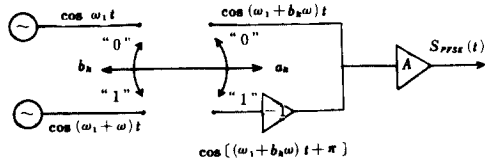


그림 3 PFSK 변조기.
PFSK modulator.

그림 4는 PFSK 수신기의 블럭도이다. 수신한 PFSK 신호를 BPF로 통과시켜 승적기에 인가하여 반송파를 제거하고 위상변조에 의해 발생하는 신호 진폭의 (-)값을 제거하기 위해 절대값을 구하는 회로(|·|)를 통과시킨 후, 위 아래 두 지로의 신호 크기를 비교하여 FSK 정보 출력력을 얻는다. 그리고 이 FSK 정보 출력에 따라 출력이 "0"인 경우에는 윗 지로에 "1"인 경우에는 아랫 지로로 연동 스위치에 의해 연결되어 극성 판별을 함으로서 PSK 정보 출력력을 얻는다.

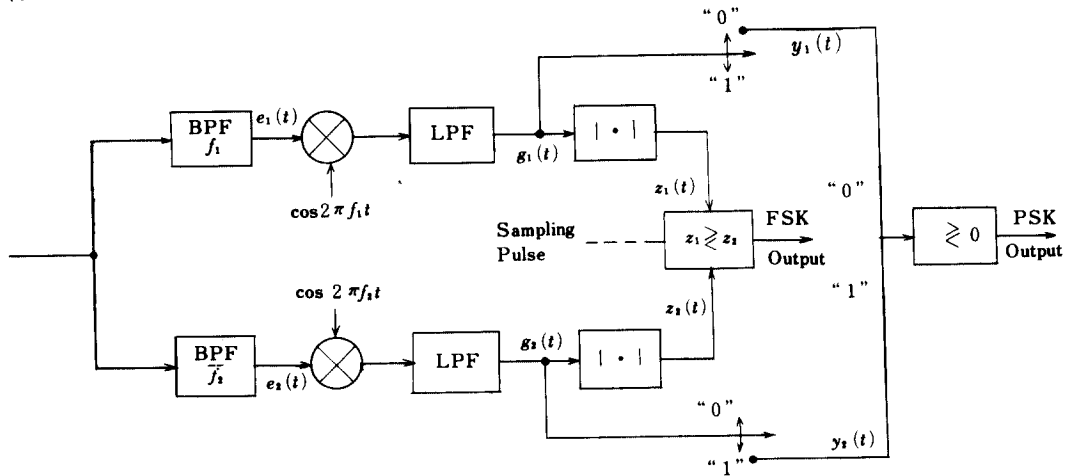


그림 4 PFSK 수신기 블럭도
Block diagram of PFSK receiver.

은 같으므로 $b_k = 0$ 인 경우에 대해서만 해석하기로 한다.

3 - 1. 잡음에 의한 영향

수신기 입력은 신호에 잡음이 부가된 형태가 되는데 $b_k = 0$ 이라고 하면 윗 지로의 BPF 출력 신호 $e_1(t)$ 와 아랫 지로의 BPF 출력 신호 $e_2(t)$ 는 각각 다음과 같다.

$$e_1(t) = A \cos(\omega_1 t + a_k \pi) + n_{q1} \cos(\omega_1 t + a_k \pi) - n_{q1} \sin(\omega_1 t + a_k \pi) \quad (2)$$

$$e_2(t) = n_{q2} \cos(\omega_2 t + a_k \pi) - n_{q2} \sin(\omega_2 t + a_k \pi) \quad (3)$$

반송파를 제거하기 위하여 $e_1(t)$ 와 $e_2(t)$ 에 $\cos \omega_1 t$ 와 $\cos \omega_2 t$ 를 각각 곱하고 위상 변조에 따른 위상 반전을 고려하여 LPF 뒷 단의 |·|를 통과시키면 최대값 판별기의 입력 $z_1(t)$ 와 $z_2(t)$ 는 각각

$$z_1(t) = (A + n_{q1}) / 2 \quad (4)$$

$$z_2(t) = n_{q2} / 2 \quad (5)$$

로 나타내어진다.

따라서 FSK의 오율 P_{EF} 는 다음과 같다.

$$P_{EF} = \text{Prob} \left\{ \frac{A}{2} + \frac{n_n}{2} < \frac{n_n}{2} \right\} \\ = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \right) \quad (6)$$

여기서 $\gamma (= A^2/2N, N; \text{잡음 전력})$ 는 반송파 전력 대 잡음 전력비(CNR)이고, $\text{erfc}(\cdot)$ 는 誤差補 함수(complementary error function)이다.

이와 같이 검출된 주파수 정보에 대응하여 스위치가 연동되어 해당 지로의 수신 신호가 PSK 복조부에 접속되게 되는데 위의 경우에는 극성 판별기에의 입력 신호는 $y_1(t)$ 가 되고 $y_1(t)$ 는 다음과 같다.

$$y_1(t) = (A + n_{i1}) / 2; a_k = 0 \text{의 경우} \quad (7a)$$

또는

$$y_2(t) = (-A + n_{i1}) / 2; a_k = 1 \text{의 경우} \quad (7b)$$

주파수 정보가 올바르게 검출되었을 경우의 PSK 오류 P_{EP} 는 다음과 같다.

$$P_{EP} = \text{Prob} \left\{ \frac{A}{2} + \frac{n_{i1}}{2} < 0 \right\}; a_k = 0 \text{의 경우} \quad (8a)$$

또는

$$P_{EP} = \text{Prob} \left\{ -\frac{A}{2} + \frac{n_{i1}}{2} > 0 \right\}; a_k = 1 \text{의 경우} \quad (8b)$$

a_k 의 0과 1의 발생 확률이 같다고 하면 평균 오류는 식(8)의 어느 한 경우만을 계산한 결과와 마찬가지로 다음과 같이 주어진다.

$$P_{EP} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (9)$$

위상 정보의 검출은 주파수 정보의 검출 후에 이루어지므로 주파수 정보의 검출 과정에서 에

러가 발생하면 위상 정보는 신뢰할 수 없게 된다. 따라서 PSK 시스템의 오류 P_{EPF} 는 다음과 같이 구하여 진다.

$$P_{EPF} = P_{EF} + P_{EP} \cdot (1 - P_{EF}) \\ = P_{EF} + P_{EP} - P_{EP} \cdot P_{EF} \quad (10)$$

3-2. 페이딩 환경하에서 잡음에 의한 영향

이동 무선 통신 회선상에서 전송된 신호는 빌딩이나 산 등의 장애물에 반사되어 서로 다른 여러 전송로를 거치게 되므로 수신단에서는 각기 다른 전송로를 통하여 전파되어온 신호들이 서로 더해지거나 상쇄되어 수신 신호의 강도가 랜덤하게 변화하게 된다. 신호의 강도는 신호의 주파수가 높거나 자동차의 속도가 빠를 때 더 급격히 변화하게 된다. 이 현상을 fast 페이딩 또는 레일리(Rayleigh) 페이딩이라고 한다. 그러나 실제 채널의 페이딩은 레일리 페이딩보다 약하거나 강하게 일어날 수 있으므로 본 논문에서는 이러한 페이딩의 정도를 표현할 수 있는 보다 넓은 의미의 페이딩 모델인 m -분포 페이딩 채널에 대하여 생각하기로 한다⁽⁷⁾.

페이딩을 받는 신호의 포락선 R 의 확률 밀도 함수 $p(R)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp\left(-\frac{mR^2}{\Omega}\right) \quad (11) \\ \Omega = \langle R^2 \rangle, m \geq \frac{1}{2}$$

여기서 $\Gamma(\cdot)$ 는 감마(gamma) 함수이고 $\Omega/2$ 는 신호의 평균 전력이다. m 은 페이딩 지수로써 페이딩의 정도를 나타내는데 $m=1$ 인 경우가 레일리 페이딩에 해당되고 $1/2 \leq m < 1$ 인 경우는 레일리 페이딩보다 강한 상태를, $m > 1$ 인 경우는 약한 상태를 나타내며 $m=\infty$ 일 때는 페이딩이 없는 경우가 된다.

신호가 페이딩을 받게 되면 수신 신호 진폭 A 는 " m -분포" 확률 밀도 함수를 갖는다. 이때의 오류식은 P_E 를 A 에 관하여 평균함으로서 다음

과 같이 구해진다.

$$\langle P_E \rangle = \int_0^\infty p(A) \cdot P_E dA \quad (12)$$

다음으로 m -분포 페이딩 환경하에서 FSK 방식과 PSK 방식의 평균 오류식을 구하기로 한다.

(1) FSK 방식의 경우

신호가 페이딩을 받는 경우의 오류식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle P_{EF} \rangle &= \int_0^\infty p(A) \cdot P_{EF} dA \\ &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{2m^m A^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \\ &\quad \cdot \exp\left(-\frac{m}{\Omega} A^2\right) \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right) dA \quad (13) \end{aligned}$$

이 식을 부록의 식을 이용하여 적분을 행하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \langle P_{EF} \rangle &= \frac{1}{2} - \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{\sqrt{2\pi m} \Gamma(m)} \sqrt{\gamma_0} \left(1 + \frac{\gamma_0}{2m}\right)^{-(m+\frac{1}{2})} \\ &\quad \cdot {}_2F_1\left(1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\gamma_0}{2m + \gamma_0}\right) \quad (14) \end{aligned}$$

단, m ; 페이딩 지수

$\Gamma(\cdot)$; 감마(gamma) 함수

${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$; 가우스(Gauss)의 초기함수

$\gamma_0 (= \frac{\Omega}{2N})$; 반송파 평균 전력 대 잡음 전력비

(2) PSK 방식의 경우

신호가 페이딩을 받는 경우의 오류식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle P_{EP} \rangle &= \int_0^\infty p(A) \cdot P_{EP} dA \\ &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{2m^m A^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \\ &\quad \cdot \exp\left(-\frac{m}{\Omega} A^2\right) \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) dA \quad (15) \end{aligned}$$

이 식을 부록의 식을 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \langle P_{EP} \rangle &= \frac{1}{2} - \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{\sqrt{\pi m} \Gamma(m)} \sqrt{\gamma_0} \left(1 + \frac{\gamma_0}{m}\right)^{-(m+\frac{1}{2})} \\ &\quad \cdot {}_2F_1\left(1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\gamma_0}{m + \gamma_0}\right) \quad (16) \end{aligned}$$

(3) PFSK 방식의 경우

페이딩 환경하에서의 PFSK 방식의 평균 오류는 식(10)과 마찬가지로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\langle P_{EPF} \rangle = \langle P_{EF} \rangle + \langle P_{EP} \rangle - \langle P_{EF} \rangle \cdot \langle P_{EP} \rangle \quad (17)$$

3-3. QDPSK 시스템의 오류 특성

본 절에서는 본 논문에서 비교의 대상으로 하는 QDPSK 시스템의 오류식을 나타낸다.

가우스성 잡음 환경하에서의 오류식은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{EQD} = \exp(-\gamma) \quad (18)$$

m -분포 페이딩 환경하에서의 오류식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \langle P_{EQD} \rangle &= \int_0^\infty p(A) \cdot P_{EQD} dA \\ &= \int_0^\infty \frac{2m^m A^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \\ &\quad \cdot \exp\left(-\frac{m}{\Omega} A^2\right) \exp(-\gamma) dA \quad (19) \end{aligned}$$

위 식을 정리하면

$$\langle P_{EQD} \rangle = \frac{1}{\left(1 + \frac{\gamma_0}{m}\right)^m} \quad (20)$$

3 - 4. 중단율 특성

중단율(outage rate)은 오류 P_E 가 임의의 특정값 P_E^* 를 초과할 확률을 백분율(%)로 하여 정의한다. 중단율 T 는 페이딩 신호 진폭 $R(t)$ 가 특정 오류 P_E^* 를 제공하는 신호 레벨 R^* 이하로 떨어질 확률과 같다.

중단율 T 는 다음과 같이 정의된다.

$$T = \int_0^{R^*} p(A) dA \quad (21)$$

이 때, $P_E(R^*) = P_E^*$ 이고, $p(A)$ 는 페이딩의 확률 밀도 함수이다. 식(11)과 식(21)로부터 중단율 T 는

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{\Gamma(m)} i \left(m, m \frac{R^{*2}}{\Omega} \right) \\ &= \frac{1}{\Gamma(m)} i \left(m, m \frac{\gamma^*}{\gamma_0} \right) \end{aligned} \quad (22)$$

로 된다. 여기서 $i(\cdot, \cdot)$ 는 불완전 감마함수(incomplete gamma function)이다.

4. 다이버시티 수신

페이딩은 같은 시간 구간 동안에 2개 이상의 경로에서 동시에 발생하는 일이 거의 없으므로 다이버시티 기법은 페이딩의 영향을 최소화시킬 수 있다. 임의의 순간에 있어서 상관성이 없는 신호가 동시에 심한 페이딩을 받는 경우가 드물기 때문에 페이딩의 영향은 이들을 합성함으로써 경감시킬 수 있다. 이러한 다이버시티 수신에는 합성 회로를 검파기 앞단에 두는가 뒷단에 두는가에 따라 검파전 합성법과 검파후 합성법이 있다.

본 해석에서는 완전히 위상이 일치된 검파전 다이버시티 수신을 가정한다. 다이버시티 branch의 수와 branch 상호간의 상관성은 시스템의 성능이나 다이버시티 개선도를 결정하는 중요한 요소이다. 따라서 본 논문에서는 레일리 페이딩에 대한 다이버시티 수신 시스템에서 branch의 수와

branch 상호간의 상관 계수를 변화시키며 3가지 선형 다이버시티 시스템⁽⁸⁾, 즉 선택 합성법, 최대비 합성법, 등이득 합성법에 대하여 해석하기로 한다. 해석에 앞서 각 branch의 신호는 같은 평균 전력을 갖는다고 가정한다.

다이버시티 수신시의 평균 오류율은 다음 식에 의해 구해진다.

$$\langle \langle P_E \rangle \rangle_D = \int_0^\infty P_E \cdot p(\gamma) d\gamma \quad (23)$$

여기서 $p(\gamma)$ 는 각 선형 다이버시티 합성법의 CNR에 대한 확률 밀도 함수이다. 각 선형 합성법과 이들의 $p(\gamma)$ 은 다음과 같다.

(1) 선택 합성법 (SC, Selection Combining)

수신단에서 서로 다른 branch로부터 수신된 모든 신호 중에서 가장 강한 신호를 선택하게 되는데 branch 당의 평균 잡음 전력에 대한 branch 당의 평균 신호전력의 비(Γ_k)가 같고 branch사이의 상관성이 없는 경우의 γ (CNR)에 관한 확률 밀도 함수는 다음과 같다⁽⁹⁾.

$$p(\gamma) = \frac{M}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right)\right]^{M-1} \quad (24)$$

여기서 M 은 branch의 수이다. 선택 합성법은 부동(floating) 판정 레벨이 필요하므로 수행하기가 매우 어렵다.

(2) 최대비 합성법 (MRC, Maximal Ratio Combining)

최대비는 다중 branch 다이버시티 시스템에서 각각의 branch에 대한 순시 CNR의 합으로 정의되며 이 합성법의 경우, 확률 밀도 함수는 branch 사이에 상관성이 있는 경우와 상관성이 없는 경우로 나뉘어 나타내어진다.

① 상관성이 없는 M branch의 CNR에 대한 확률 밀도 함수(각 branch의 평균 CNR이 같을 경우($\Gamma_k = \Gamma$));

$$p(\gamma) = \frac{1}{(M-1)!} \frac{\gamma^{M-1}}{\Gamma^M} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \quad (25)$$

② 상관이 있는 2 branch의 CNR에 대한 확률 밀도 함수(2 branch의 평균 CNR이 같을 경우 ($\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma$));

$$p(\gamma) = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_1}\right) + \frac{1}{\lambda_2 - \lambda_1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_2}\right) \quad (26)$$

$$\text{단, } \lambda_1 = \Gamma(1 - |\rho|) \\ \lambda_2 = \Gamma(1 + |\rho|)$$

이고, $|\rho|^2$ 은 branch 사이의 상관 계수(correlation coefficient)이다.

최대비 합성 기술은 이상적인 선형 다이버시티 합성 기술이다. 그러나 최대비 합성법은 수신기에 올바른 weighting factor를 성취시키기 위한 회로를 채택하여야 하므로 설계 비용이 비싸다.

(3) 등이득 합성법(EGC, Equal Gain Combining)

각각의 신호 branch 모두를 더하기 위하여 간단한 phase-locked summing 회로를 사용한다. 등이득 합성법에서는 여러 잡음 성분은 인코히어런트(incoherent)한 summing을 행하고 각각의 신호 branch에 대해서는 코히어런트한 summing을 행한다.

등이득 합성법과 최대비 합성법의 확률 밀도 함수는 같은 형태이고 등이득 합성법의 평균 CNR Γ_{egc} 는 최대비 합성법의 평균 CNR Γ_{max} 와 다음과 같은 관계에 있다⁽⁹⁾.

$$\Gamma_{egc} = g_M \Gamma_{max} = g_M \Gamma \quad (27)$$

단,

$$g_M = \sqrt{\frac{(M/2)^M \sqrt{\pi}}{(M - \frac{1}{2})!}} \\ = \frac{M}{2} \frac{1}{\sqrt{(M - \frac{1}{2})! / \sqrt{\pi}}}$$

이다. 이를 계산하면 다음과 같다.

$$M = 2; g_2 = 1.1547$$

$$M = 3; g_3 = 1.2164$$

$$M = 4; g_4 = 1.2496$$

$$M = 5; g_5 = 1.2702$$

따라서 등이득 합성법의 성능은 최대비 합성법의 성능보다 약간 뒤진다.

4 - 1. 다이버시티 수신시의 PFSK 시스템의 오율 특성

본 절에서는 3 가지 선형 합성법에 의한 PFSK 시스템의 오율식을 유도한다.

(1) 선택 합성법

선택 합성 신호 진폭 $R(t) = \text{Max}\{R_1(t), R_2(t), \dots, R_n(t)\}$ 의 확률 밀도 함수를 이용하여 오율식을 구한다.

branch 간에 상관이 없는 독립적인 M branch의 신호에 의한 다이버시티 수신시의 FSK 시스템과 PSK 시스템의 평균 오율식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\langle P_E \rangle_{sc} = \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{M}{\Gamma} e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}} [1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}]^{M-1} \cdot \text{erfc} \sqrt{\alpha \gamma} d\gamma \quad (28)$$

여기서, α 는 상수로서 $\alpha = 1$ 은 PSK 시스템, $\alpha = \frac{1}{2}$ 은 FSK 시스템을 나타낸다.

부록의 식을 이용하여 윗 식을 풀면 오율식은 다음과 같다.

$$\langle P_E \rangle_{sc} = \frac{1}{2} - \frac{M}{2\alpha\Gamma} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \binom{M-1}{k-1} \left(\frac{\alpha\Gamma}{K + \alpha\Gamma}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{K + \alpha\Gamma}{K}\right) \quad (29)$$

여기서, $\binom{M-1}{k-1}$ 는 이항 계수(binomial coe-

efficient) 이다.

(2) 최대비 합성법

최대비 합성 신호 진폭 $R(t) = \sqrt{R_1^2(t) + R_2^2(t) + \dots + R_n^2(t)}$ 의 확률 밀도 함수를 이용하여 오율식을 구한다.

branch 간에 상관이 없는 M branch 신호에 의한 다이버시티 수신시의 FSK 시스템과 PSK 시스템의 평균 오율식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\langle \langle P_E \rangle \rangle_{MRC} = \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{1}{(M-1)!} \frac{\gamma^{M-1}}{\Gamma^M} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \operatorname{erfc}\sqrt{\alpha\gamma} d\gamma \quad (30)$$

윗 식의 적분을 풀면

$$\langle \langle P_E \rangle \rangle_{MRC} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi} (M-1)! (\alpha\Gamma)^M} \cdot \Gamma\left(M + \frac{1}{2}\right) \left(1 + \frac{1}{\alpha\Gamma}\right)^{-(M+\frac{1}{2})} \cdot {}_2F_1\left(1, M + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha\Gamma}}\right) \quad (31)$$

이다.

상관이 있는 2 branch 신호에 의한 평균 오율식은

$$\langle \langle P_E \rangle \rangle_{MRC} = \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \cdot [\exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_2}\right)] \operatorname{erfc}\sqrt{\alpha\gamma} d\gamma \quad (32)$$

로서, 부록의 식을 이용하여 윗 식을 적분하면

$$\langle \langle P_E \rangle \rangle_{MRC} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\alpha(\lambda_1 - \lambda_2)}$$

$$\cdot \left[\frac{(\alpha\lambda_1)^{\frac{3}{2}}}{(1 + \alpha\lambda_1)^{\frac{3}{2}}} - \frac{(\alpha\lambda_2)^{\frac{3}{2}}}{(1 + \alpha\lambda_2)^{\frac{3}{2}}} \right] \quad (33)$$

이다.

(3) 등이득 합성법

등이득 합성 신호 진폭 $R(t) = [R_1(t) + R_2(t) + \dots + R_n(t)] / \sqrt{n}$ 의 확률 밀도 함수는 최대비 합성법의 확률 밀도 함수와 같은 형태로, 두 합성법의 평균 CNR의 관계를 이용하여 평균 오율식을 구할 수 있다.

이상에서 구한 FSK 시스템 및 PSK 시스템의 평균 오율식을 이용하여 다이버시티 수신시의 PFSK 시스템의 평균 오율식은 식(10) 및 식(17)과 같은 방법으로 구할 수 있다.

$$\langle \langle P_{EPF} \rangle \rangle_D = [\langle P_{EF} \rangle \rangle_D + \langle \langle P_{EP} \rangle \rangle_D - \langle \langle P_{EF} \rangle \rangle_D \cdot \langle \langle P_{EP} \rangle \rangle_D] \quad (34)$$

4 - 2. 다이버시티 수신시의 QDPSK 시스템의 오율 특성

본 절에서는 3가지 선형 다이버시티 합성수신에 의한 QDPSK 시스템의 평균 오율식을 구한다.

(1) 선택 합성법

선택 다이버시티 합성 수신시의 branch 간에 상관이 없는 M branch 신호에 의한 QDPSK 시스템의 평균 오율식은 식(23)을 이용하여 4-1에서와 마찬가지로 구할 수 있다.

$$\langle \langle P_{Eqb} \rangle \rangle_{sc} = \int_0^\infty \frac{M}{\Gamma} \left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \cdot [1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right)]^{M-1} \exp(-\gamma) d\gamma \quad (35)$$

이 식을 적분하여 정리하면 선택 다이버시티 합성 수신시의 평균 오율식은 다음과 같다.

$$[\langle P_{EQD} \rangle]_{sc} = \frac{M!}{\prod_{k=2}^M (\Gamma + 1)(\Gamma + 2) \cdots (\Gamma + k)} \quad (36)$$

(2) 최대비 합성법

상관이 없는 M branch 신호에 의한 최대비 합성 수신시의 평균 오율식은 식(23)과 식(25)를 이용하여 구한다.

$$[\langle P_{EQD} \rangle]_{MRC} = \int_0^\infty \frac{1}{(M-1)!} \frac{\gamma^{M-1}}{\Gamma^M} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \exp(-\gamma) d\gamma \quad (37)$$

이 식을 부록의 식(9)를 이용하여 적분을 행하면 최대비 합성 수신시의 평균 오율식은 다음과 같다.

$$[\langle P_{EQD} \rangle]_{MRC} = \frac{1}{(1+\Gamma)^M} \quad (38)$$

상관이 있는 2 branch 신호에 의한 평균 오율식은 식(26)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$[\langle P_{EQD} \rangle]_{MRC} = \int_0^\infty \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \cdot [\exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{\lambda_2}\right)] \exp(-\gamma) d\gamma \quad (39)$$

이 식을 적분하면 평균 오율식은 다음과 같다.

$$[\langle P_{EQD} \rangle]_{MRC} = \frac{1}{(1+\lambda_1)(1+\lambda_2)} \quad (40)$$

(3) 등이득 합성법

등이득 다이버시티 합성 수신시의 평균 오율식은 최대비 합성 수신시의 평균 오율식으로부터 유도할 수 있다.

4-3. 다이버시티 수신시의 중단율 특성

본 절에서는 3 가지 선형 다이버시티합성 수신에 의한 중단율을 구하기로 한다.

선형 다이버시티 수신에 의한 중단율 식은 다음과 같다.

$$[T]_D = \int_0^{\gamma^*} p(\gamma) d\gamma \quad (41)$$

(1) 선택 합성법

식(24)를 식(41)에 적용하면 선택 합성 수신시의 중단율은

$$[T]_{sc} = \int_0^{\gamma^*} \frac{M}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \cdot [1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right)]^{M-1} d\gamma \quad (42)$$

가 된다. 이 식을 적분하면 독립적인 M branch 신호에 의한 선택 합성 수신시의 중단율 식

$$[T]_{sc} = (1 - e^{-\frac{\gamma^*}{\Gamma}})^M \quad (43)$$

을 얻을 수 있다.

(2) 최대비 합성법

식(25)를 이용하면 최대비 합성법의 중단율은 다음과 같다.

$$[T]_{MRC} = \int_0^{\gamma^*} \frac{1}{(M-1)!} \frac{\gamma^{M-1}}{\Gamma^M} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) d\gamma \quad (44)$$

이 식을 적분하여 정리하면, branch 사이에 상관이 없는 M branch 신호에 의한 최대비 합성 수신시의 중단율 식은 다음과 같이 된다.

$$[T]_{MRC} = \frac{1}{(M-1)!} i\left(M, \frac{\gamma^*}{\Gamma}\right) \quad (45)$$

상관이 있는 2 branch 신호에 의한 중단을 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 [T]_{MRC} &= \int_0^{\gamma^*} \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \\
 &\cdot [\exp(-\frac{\gamma}{\lambda_1}) - \exp(-\frac{\gamma}{\lambda_2})] d\gamma \\
 &= 1 - \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \\
 &\cdot [\lambda_1 \exp(-\frac{\gamma^*}{\lambda_1}) - \lambda_2 \exp(-\frac{\gamma^*}{\lambda_2})]
 \end{aligned}
 \tag{46}$$

(3) 등이득 합성법

앞에서 설명한 최대비 합성법과 등이득 합성법의 평균 CNR 관계와 식(45), 식(46)을 이용하면 등이득 합성 수신시의 중단율을 구할 수 있다.

5. 수치 해석 및 검토

앞에서 구한 오율 및 중단율 식에 의한 수치 계산 결과를 반송파 전력 대 잡음 전력비(CNR), 페이딩 지수(m), 다이버시티 branch의 수(M), branch사이의 상관 계수(|ρ|²)를 파라미터로 하여 구하였다.

그림 5에 PFSK 수신 시스템에 미치는 잡음의 영향을 보였다. 가우시안 잡음 환경하에서는 PFSK 방식이 기존의 단일 파라미터 변조 방식보다 성능이 떨어지나, QDPSK 방식에 비해서는 낮은 CNR(7dB 이하)에서는 성능이 약간 우수하고, CNR이 증가함에 따라 성능이 약간 뒤짐을 알 수 있었다. 그러나 PFSK 방식은 2개의 데이터를 동시에 전송할 수 있으므로 오율과 정보 전송률면에서 상호 trade-off 관계가 있다.

그림 6과 그림 7에는 페이딩 지수의 변화에 따른 오율 특성을 나타냈다. 여기서 m이 1이

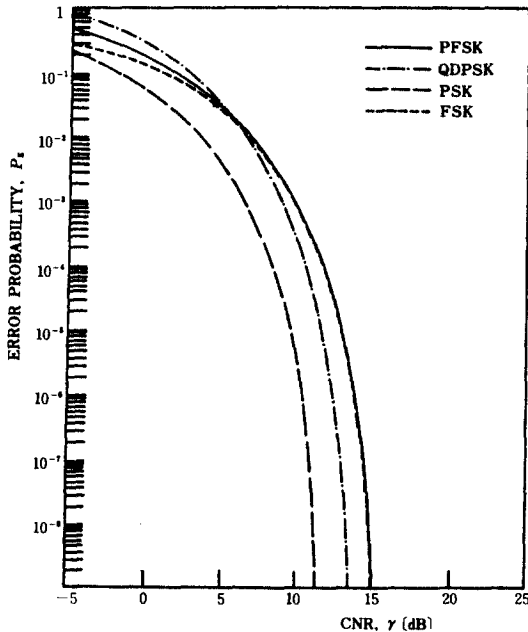


그림 5 잡음 환경하에서의 오율 특성
Error rate performances as a function of carrier to noise ratio in Gaussian noise environments.

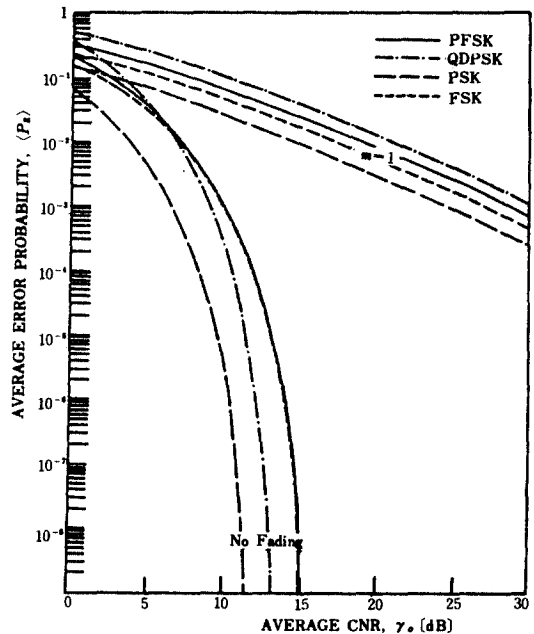


그림 6 레일리 페이딩 환경하에서의 오율 특성 비교
Comparisons of error rate performances in Rayleigh fading channel.

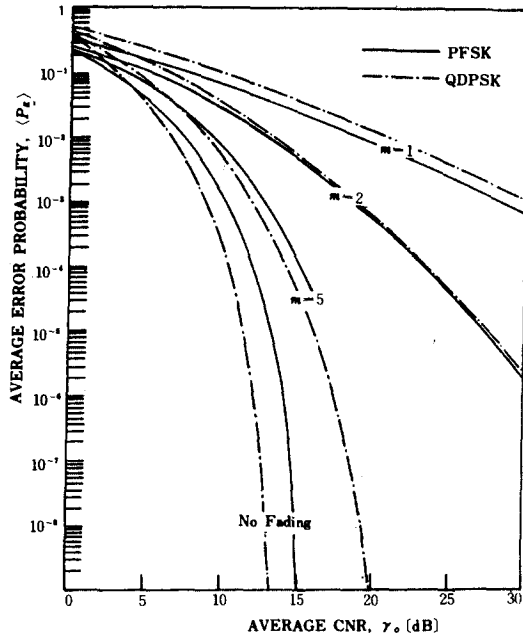


그림 7 페이딩 지수의 변화에 따른 오율 특성
Error rate performances with various fading figure m .

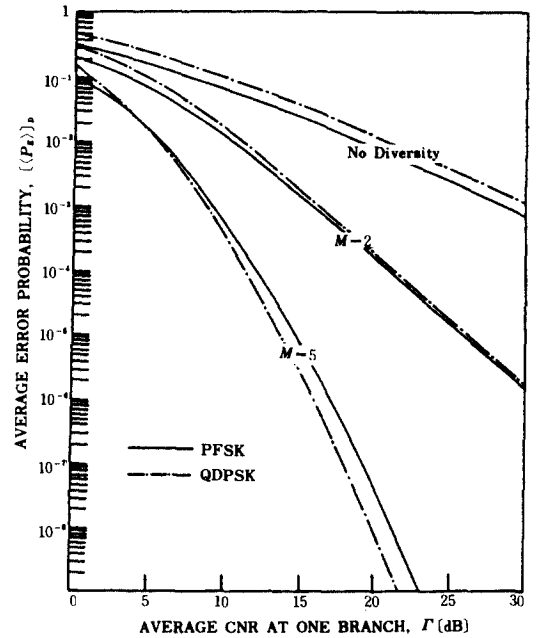


그림 9 다이버시티 branch 수의 변화에 따른 선택 합성·수신시의 오율 특성
Error rate performances of selection combining (SC) reception with diversity branch number M .

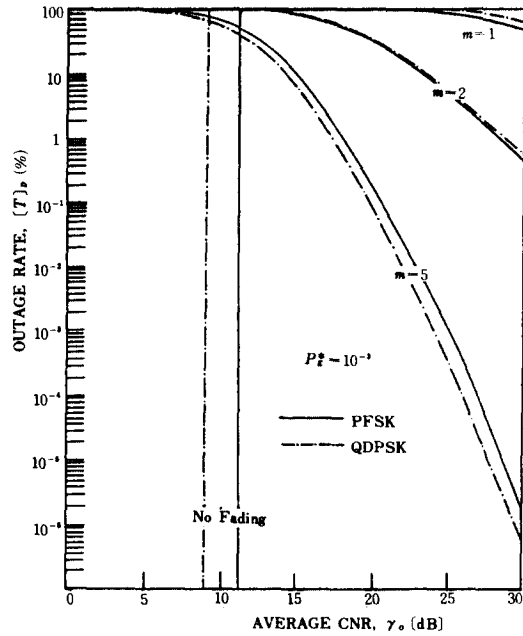


그림 8 페이딩 지수의 변화에 따른 중단율 특성
Outage rate performances with various fading figure m .

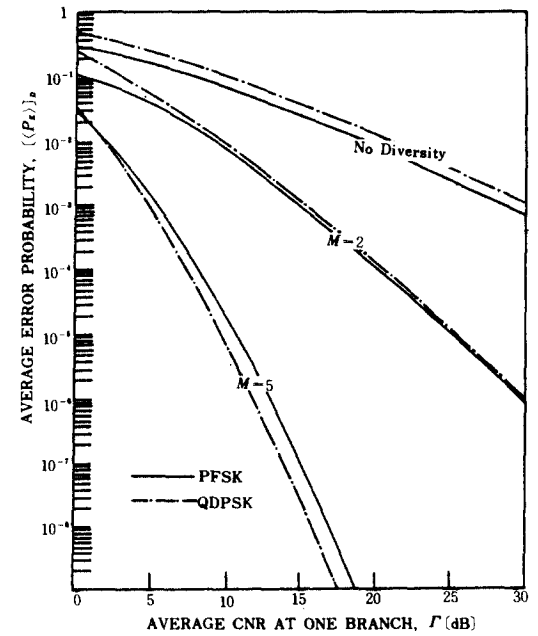


그림 10 다이버시티 branch 수의 변화에 따른 최대비 합성·수신시의 오율 특성
Error rate performances of maximal ratio combining (MRC) reception with diversity branch number M .

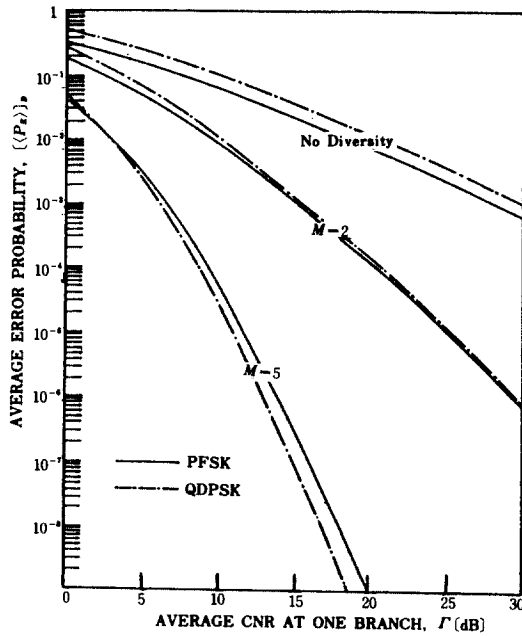


그림11 다이버시티 branch수의 변화에 따른 등이득 합성수신시의 오율 특성.
Error rate performances of equal gain combining (EGC) reception with diversity branch number M .

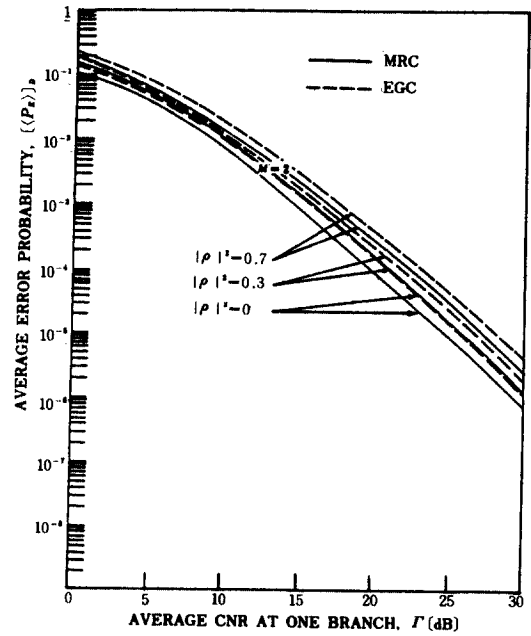


그림13 상관 계수의 변화에 따른 오율 특성(MRC, EGC)
Error rate performances of maximal ratio combining(MRC) and equal gain combining(EGC) with two correlated branches.

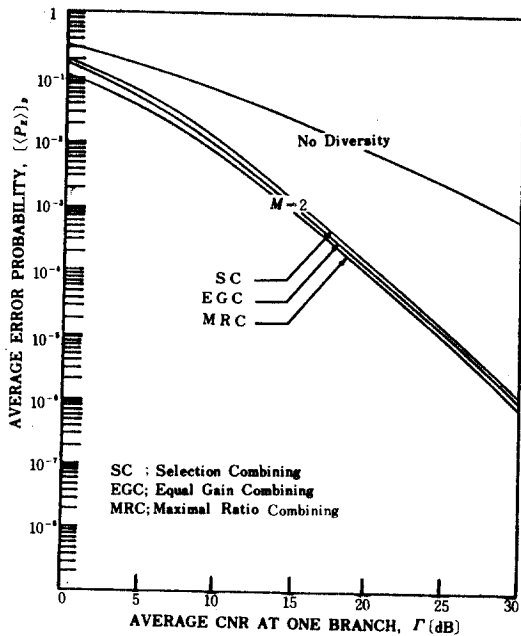


그림12 합성 수신법의 종류에 따른 오율 특성 ($M=2$)
Error rate performances of various combining with two non-correlated branches.

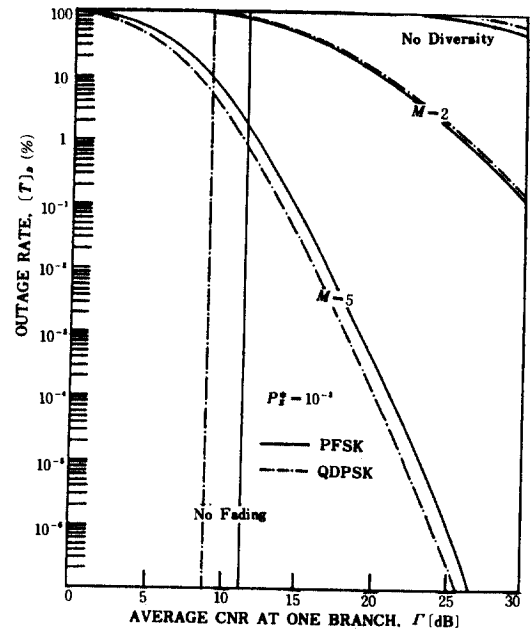


그림14 다이버시티 branch수의 변화에 따른 선택합성 수신시의 중단율 특성
Outage rate performances of selection combining (SC) reception with diversity branch number M .

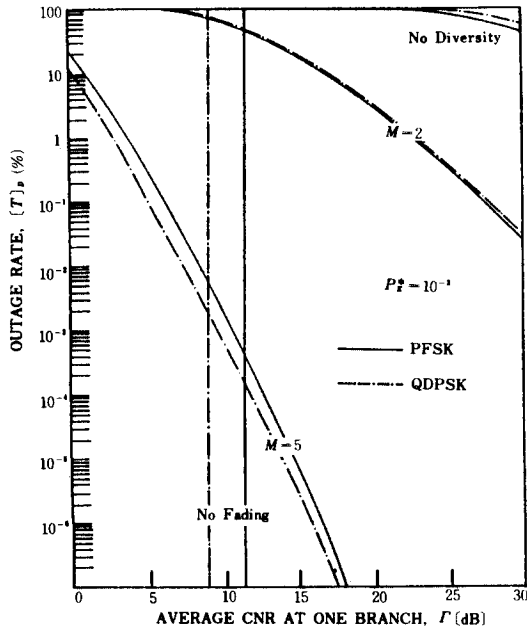


그림 15 다이버시티 branch 수의 변화에 따른 최대비 합성 수신기의 중단율 특성
Outage rate performances of maximal ratio combining(MRC) reception with diversity branch number M .

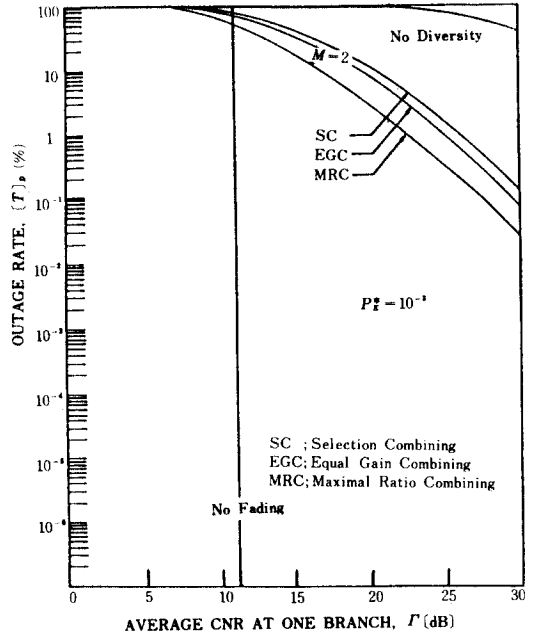


그림 17 합성수신법의 종류에 따른 중단율 특성 ($M=2$)
Outage rate performances of various combining with two non-correlated branches.

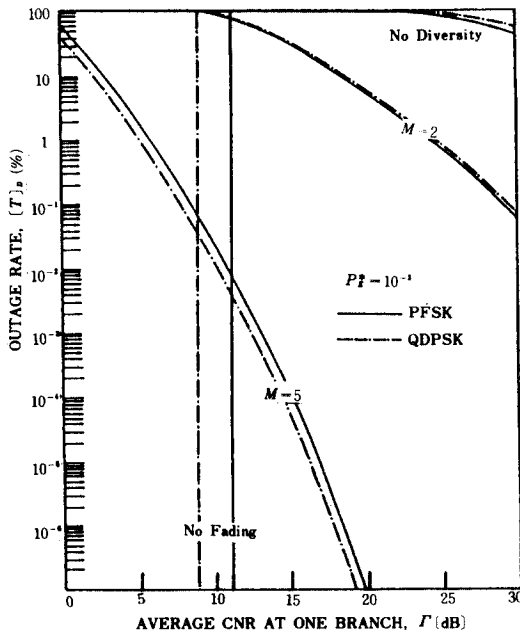


그림 16 다이버시티 branch 수의 변화에 따른 등이득 합성 수신기의 중단율 특성
Outage rate performances of equal gain combining (EGC) reception with diversity branch number M .

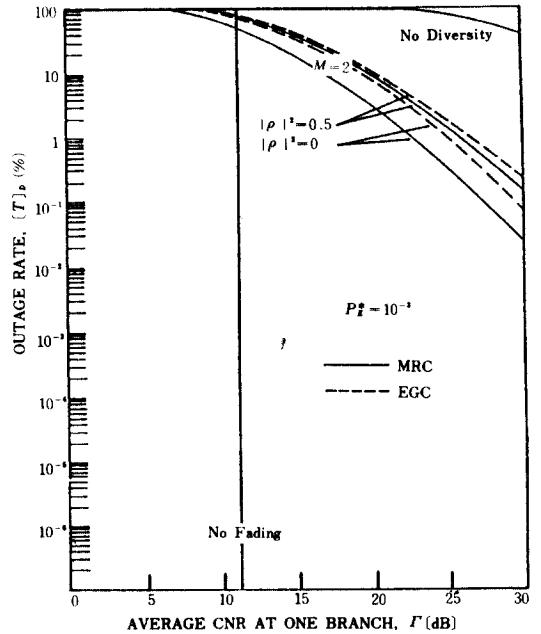


그림 18 상관계수의 변화에 따른 중단율 특성(MRC, EGC)
Outage rate performances of maximal ratio combining(MRC) and equal gain combining(EGC) with two correlated branches.

면 레일리 페이딩을 나타내고 m 이 ∞ 이면 페이딩이 없는 경우이다. 레일리 페이딩 환경하에서는 CNR의 증가에 관계없이 PFSK방식이 QDPSK방식보다 시스템 성능이 우수함을 알 수 있었고, 페이딩 지수(m)가 3 이상일 경우, 즉 페이딩이 약할 경우에는 PFSK 방식의 성능이 나빠짐을 알 수 있었다.

그림 8에는 특정 오율값 P_e^* 가 10^{-3} 일 경우, 페이딩 지수의 변화에 따른 중단율 특성을 나타냈다. 페이딩 지수가 2일 경우, 중단율이 1%가 요구된다면 PFSK 방식과 QDPSK 방식은 약 28dB 정도의 CNR이 요구되고, 페이딩이 약해짐에 따라 중단율이 작아짐을 알 수 있었다.

그림 9~그림12와 그림14~그림17은 branch 사이의 상관성이 없는 경우에 다이버시티 branch의 수의 변화에 따른 3가지 선형 다이버시티 합성법의 오율 및 중단율 특성을 나타낸 것이다. 다이버시티 합성 수신을 할 경우 branch의 수를 5 이상으로 하면 시스템의 성능이 매우 개선됨을 알 수 있었고, 3가지 선형 합성 수신법 중 최대비 합성법, 등이득 합성법, 선택 합성법의 순으로 시스템의 성능 개선도가 큼을 알 수 있었다.

그림13과 그림18은 서로 상관성이 있는 2 branch 사이의 상관 계수($|\rho|^2$)의 변화에 따른 오율 및 중단율 특성을 나타낸 것이다. 다이버시티 branch간의 상관도가 커짐에 따라 시스템의 성능 개선도가 작아지고, 최대비 합성법이 등이득 합성법에 비해 상관관계에 관계없이 성능 개선도가 큼을 알 수 있었다.

6. 결 론

본 논문에서는 이동 무선 통신을 위한 “디지털 위상-주파수 혼합 변조 방식”을 제안하고, 이동 무선 통신에서 야기되는 페이딩 환경하에서 PFSK 시스템의 성능을 오율 및 중단율의 측면에서 검토하였다.

이를 위해 다중 전파로 페이딩과 가우스성 잡음 및 다이버시티 합성 수신법이 PFSK 신호의 전송시에 미치는 영향을 알아보기 위해 오율 및 중단율에 관한 일반식을 구하여 컴퓨터에 의한

수치 계산을 한 후, 그 결과를 그래프로 나타내고 다른 시스템과 비교 검토하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- (1) 가우스성 잡음 환경하에서는 QDPSK 시스템에 비해 성능이 약간 떨어지나 페이딩이 강할 경우(레일리 페이딩의 경우)에는 약 3 dB 정도의 CNR 개선이 있었다.
- (2) 2 branch에 의한 다이버시티 수신시에는 다이버시티 합성 수신 기법을 사용하지 않았을 경우보다 약 13dB 이상의 CNR 개선을 얻을 수 있었다. 그리고 branch의 수를 증가시킴에 따라 보다 크게 개선됨을 알 수 있었다.
- (3) 특히 3가지 선형 다이버시티 기법 중 최대비 합성 수신법을 사용 하였을 경우에 시스템 성능 개선이 가장 컸음을 알 수 있었다.

따라서 이상의 결과로 부터 PFSK 시스템은 2 채널의 데이터를 동시에 전송할 수 있는 시스템으로 페이딩에 강하기 때문에 이동 무선 통신에 적합한 시스템으로 평가된다.

부 록

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (1)$$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2x}{\sqrt{\pi}} {}_1F_1\left(\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; -x^2\right) \quad (2)$$

$${}_1F_1\left(K+1; \frac{3}{2}; -x^2\right) = e^{-x^2} \cdot {}_1F_1\left(\frac{1}{2}-K; \frac{3}{2}; x^2\right) \quad (3)$$

$$g(P) = \int_0^{\infty} e^{-Pt} f(t) dt$$

$$f(t) = t^{\sigma-1} {}_mF_n(a_1 \cdots a_m; b_1 \cdots b_n; \lambda t)$$

$$g(t) = \Gamma(\sigma) P^{-\sigma} {}_{m+1}F_n(a_1 \cdots a_m, \sigma; b_1 \cdots b_n; \lambda/P) \quad (4)$$

$${}_2F_1(a, \beta; \gamma; z) = {}_2F_1(a+1, \beta-1; \gamma; z) + \frac{a-\beta+1}{\gamma} {}_2F_1(a+1, \beta; \gamma+1; z) \quad (5)$$

$${}_2F_1(\alpha, \beta; \beta; z) = (1-z)^{-\alpha} \quad (6)$$

$$i(m, x) = \int_0^x t^{m-1} \exp(-t) dt \quad (7)$$

$$i(m+1, x) = m! \left[1 - e^{-x} \left(\sum_{k=0}^m \frac{x^k}{k!} \right) \right] \quad (8)$$

$$\int_0^\infty e^{-ax} t^y dt = (1+y)^{-1} \Gamma\left(\frac{x+y+1}{x}\right)_a^{-y+1} \quad (9)$$

감사의 말씀

본 연구논문은 산학협동재단의 재정 지원으로 이루어진 것입니다. 연구비를 지원하여 주신 산학협동재단에 깊은 감사를 드리는 바입니다.

참고 문헌

(1) T. Brening, "Data transmission for mobile radio," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, no. 3, pp. 77-85, Aug. 1978.
 (2) K. Feher, R. P. Tetarenko, P. Hartmann, and V. K. pr-

abhu, "Digital communication by radio," IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, no. 2, Dec. 1979.
 (3) 吉川憲昭, "公衆自動車電話方式に関する研究," July 1977.
 (4) C. R. Cahn, "Combined digital phase and amplitude modulation communication systems," IRE Trans. Commun. Syst., vol. CS-8, pp. 150-155, Sept. 1960.
 (5) J. C. Hancock and R. W. Lucky, "Performance of combined amplitude and phase modulated communication systems," IRE Trans. Commun. Syst., vol. CS-8, pp. 232-237, Dec. 1960.
 (6) H. S. Hong, H. B. Nam, and S. J. Cho, "Performances of digital amplitude-frequency modulation system," KICS Journal, vol. 9, no. 4, pp. 157-162, Dec. 1984.
 (7) M. Nakagami, "The m-distribution-A general formula of intensity distribution of rapid fading," in Statistical Methods in Radio Waves Propagation, W. C. Hoffman Ed., New York: Pergamon Press, 1960.
 (8) D. G. Brennan, "Linear diversity combining techniques," Proc. IRE, vol. 47, pp. 1075-1102, June 1959.
 (9) W. C. Y. Lee, "Mobile communications engineering," New York: McGraw-Hill, 1982.
 (10) I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, "Tables of integrals of series and products," New York: Academic Press, 1980.
 (11) S. Moriguchi, K. Udagawa, and S. Hitotsumatsu, "Mathematical formulas III," Tokyo: Iwanami, 1959.
 (12) W. Magnus, F. Oberhettinger, and R. P. Soni, "Formulas and theorems for the special functions of mathematical physics," 3rd ed., New York: Springer-Verlag, 1966.



洪 鉉 成 (Hyun Sung Hong) 正會員
 1960年 3月 21日生
 1979年 3月~1983年 2月: 韓國航空大學 通信工學科卒業(工學士)
 1984年 3月~1986年 2月: 韓國航空大學 大學院 電子工學科(通信專攻)卒業(工學碩士)

1986年 2月~現在: 韓國電子通信研究所(ETRI) 接續處理研究室 勤務.



趙 成 俊 (Sung Joon CHO) 正會員
 1946年 1月 9日生
 1965年 4月~1969年 2月: 韓國航空大學 通信工學科卒業(工學士)
 1973年 4月~1975年 2月: 漢陽大學校 大學院卒業(工學碩士)
 1977年 4月~1981年 3月: 大阪大學大學院 通信工學科卒業(工學博士)

1969年 4月~1972年 7月: 海軍技術將校
 1972年 8月~現在: 韓國航空大學通信工學科(副教授)
 本學會常任理事, 學會誌編輯委員長을 역임, 現在 理事, 本學會의 功勞賞(1983. 4)과 學術賞(1984. 2)을 受賞.



金 元 厚 (Won Hoo KIM) 正會員
 1935年 2月 1日生
 1955年 4月~1959年 3月: 韓國航空大學 卒業
 1973年 3月~1975年 2月: 漢陽大學校 大學院(工學 碩士)
 1962年 3月~現在: 韓國航空大學校電子工學科 教授, 本學會常任理事