

# Noncoherent FSK DS / SSMA 통신의 다중 경로 다이버시티 수신 특성

正會員 安 載 泳\* 正會員 李 在 庚\*\* 正會員 黃 金 燦\*\*

## Multipath Diversity Reception of Noncoherent FSK DS / SSMA Communications

Jae Young AHN\*, Jae Kyoung LEE\*\*, Keum Chan WHANG\*\* *Regular Members*

**要 約** 본 논문에서는 다중 경로 페이딩 채널에서 최대 다중 경로 지연폭이 한 비트 폭보다 큰 경우 발생할 수 있는 심볼간 간섭을 극복하기 위해 M-ary 신호 방식과 절환 신호 방식을 채용한 다중 경로 다이버시티 수신 noncoherent FSK DS/SSMA 통신 시스템의 평균 오류를 평가하였다. 시스템의 평균 오류는 가우스 근사법을 이용해 채널 파라메타와 PN 시퀀스의 길이와 같은 시스템 파라메타에 대한 식으로 표현하였고, 이러한 결과식을 이용해 M-ary FSK 시스템과 두 종류의 절환 수신기에 대한 FSK 시스템의 평균 오류를 수치적으로 분석하였다.

**ABSTRACT** In this paper, the average error probability of multipath diversity reception in noncoherent FSK direct sequence spread spectrum multiple access(DS/SSMA) communications over multipath fading channels is investigated. The reception schemes to overcome intersymbol interference which occurs as the maximum multipath delay spread exceeds a data bit duration are considered. And the average error probability of the system is determined in terms of the channel parameters and the system parameters such as the lengths of the PN signature sequences. Numerical results on the average error probability are presented for a M-ary FSK system, and for FSK systems employing two kinds of communication receivers, respectively.

### I. 서 론

이동통신이나 실내무선통신(indoor wireless communications) 등은 일반적으로 다중경로 페이딩 채널(multipath fading channels)에서 이루어지며, SSMA중 특히 DS/SSMA는 이러한 채널에서의 다중접속 방식으로 많은 관심을 끌고 있다.<sup>1)</sup> 이는 스펙트럼 확산 통신방식의 여러 장점과 더불어 DS/SS 신호 자체가 가지는 다중경로 다이버시티 특성 때문이다.<sup>2)</sup>

DS/SS 신호를 이용한 다중경로 다이버시티

수신기에 대한 연구는 Turin, Xiang, Kavehrad 등에 의해 여러가지로 진행되었으나 이들은 모두 데이터의 비트 폭  $T$ 가 최대 다중경로 지연 폭(maximum multipath delay spread)  $T_m$ 보다 큰 경우에 관한 것이다.<sup>3~5)</sup> 그러나 보다 고속의 데이터 전송이 행해질 경우, 즉 데이터의 비트 폭이 최대 지연 폭보다 작은 경우에는 심각한 심볼간 간섭이 발생한다. 최근 Pursley는 이러한 심볼간 간섭을 억제할 수 있는 신호 방식을 채용한 PSK DS/SSMA 시스템을 도입하고 이에 대한 성능을 해석적으로 평가하였다.<sup>6)</sup>

Pursley가 도입한 수신기 모델은 각 경로의 지연시간은 물론 각 경로에 의해 수신된 신호의 진폭과 위상에 대한 추정을 필요로 한다. 그러나

\*韓國電子通信研究所 地上시스템研究1室  
Satellite Communications Technology Project/Ground System  
Section I Electronics and Telecommunications Research Institute

\*\*延世大學校 電氣工學科  
DEPT. of Electrical Engineering, Yonsei University  
論文番號 : 91-62(接受1991. 4. 6)

이러한 추정에는 때로 매우 복잡한 시스템을 요구하며 특히 다중경로 페이딩 채널 환경에서 동기 반송파의 복원은 매우 어려운 문제가 된다. 이와 같은 점들을 고려할 때 복조시 동기반송파의 복원이 불필요한 noncoherent 복조가 보다 바람직하며 이에 따라 다중경로 페이딩 채널에서 변조 방식으로 FSK나 DPSK 변조를 선택하는 것은 매우 당연한 일이다.

본 논문에서는 다중경로 페이딩 채널에서 다중경로 다이버시티 수신을 행하는 noncoherent FSK DS/SSMA 시스템의 성능을 평균 비트 오류율을 통해 평가한다. 고속 데이터 전송시 발생할 수 있는 심각한 심볼간 간섭을 극복하기 위한 신호 방식으로는 Turin이 제안한 M-ary 신호 방식과 절환 신호 방식(commutation signaling)<sup>2)</sup>을 채용한다. 절환 신호 방식의 수신기는 몇개의 가지로 구성된 절환수신기(commutation receiver)와 프로그램 가능한 정합필터(programmable matched filter; PMF)를 이용한 절환수신기의 두 가지 경우를 생각한다. 다이버시티 기법으로는 선택 다이버시티와 동일 이득 결합을 이용한다. 평균 오류율은 다중경로와 다중접속 간섭을 부가적인 가우스 잡음으로 가정하는 것을 기본으로 한 가우스 근사법을 이용해 근사적으로 계산한다.

## II. 시스템 모델

### II.1 채널 모델

다중경로 페이딩 채널에서 송신 신호의 대역폭이 채널의 coherence 대역폭보다 크고 각 경로의 특성이 느리게 변한다면 그 채널은 다음과 같은 등가 저역통과 임펄스 응답(equivalent low-pass impulse response)을 갖는 선형 필터로 모델링할 수 있다.<sup>3), 8)</sup>

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \beta_l \delta(t-t_l) \exp(j\Phi_l) \quad (1)$$

여기서  $\delta(\cdot)$ 는 Kronecker 델타 함수이고

$\beta_l$ 과  $\Phi_l$ ,  $t_l$ 은 각각 1번째 경로의 이득과 위상, 그리고 지연을 나타내는 랜덤 변수이며 또 랜덤 변수  $L$ 은 송신기에서 수신기에 도달하는 경로의 수이다.

다중경로 페이딩 환경에서 DS/SS 통신이 특히 관심을 끄는 이유 중 하나는 DS/SS 신호의 다중경로 다이버시티 특성 때문이다. 즉, 스펙트럼 확산 신호의 대역폭을 채널의 coherence 대역폭보다 크게 함으로써 정합필터를 이용해 각 경로에 의한 신호성분들을 분해한 후 이들을 적절한 다이버시티 기법으로 처리함으로써 다중경로현상을 시스템의 성능을 개선할 기회로 삼을 수 있기 때문이다.<sup>9)</sup>

비동기(asynchronous) SSMA 시스템의  $k$ 번째 이용자의 송신 신호는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \text{Re}\{x_k(t) \exp(j2\pi f_0 t)\} \quad (2)$$

여기서  $x_k(t)$ 는 스펙트럼 확산된 정보신호이고  $f_0$ 는 반송파의 주파수이며,  $\text{Re}$ 는 실수부분,  $j = \sqrt{-1}$ 을 각각 나타낸다.

$t_k$ 를  $k$ 번째 송신기와  $i$ 번째 수신기 사이의 통신 링크에 대한 임의의 시간지연이라 할 때 이와 같은 채널을 통해  $i$ 번째 수신기에서 수신된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t-t_k) + n(t) \quad (3)$$

여기서  $y_k(t)$ 는 입력  $s_k(k)$ 에 대한 채널 출력으로 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$y_k(t) = \text{Re}\left\{\sum_{l=1}^L \beta_{kl} x_k(t-t_{kl}) \exp[j2\pi f_0(t-t_{kl}) + j\Phi_{kl}]\right\} \quad (4)$$

여기서  $\beta_{kl}$ 와  $\Phi_{kl}$ ,  $t_{kl}$ 은 각각  $k$ 번째 송신기의 1번째 경로의 이득과 위상, 그리고 지연을 나타내는 랜덤 변수이며 또 랜덤 변수  $L_k$ 는  $k$ 번째 송신기에서  $i$ 번째 수신기에 도달하는 경로의 수이다.  $k$ 번째 송신기의 1번째 경로를 통해  $i$

번째 수신기에 도달하는 신호의 총 지연  $\tau_{kl}$ 은  $\tau_{kl} = t_k + t_{kl}$ 이 된다.

본 논문에서 모든  $k$ 와  $l$ 에 대해  $\beta_{kl}$ ,  $\Phi_{kl}$ ,  $\tau_{kl}$  및  $L_k$ 는 데이터 심볼과 더불어 상호 독립인 랜덤 변수라고 가정한다. 이는 송신기 사이의 간격이 넓고 전파 지연의 차가 큰 시스템의 경우에는 매우 현실적인 가정이다.<sup>6)</sup> 더 나아가 각  $\beta_{kl}$ 은 레일리 분포(Rayleigh distribution)를 갖는다고 가정한다.

여러 경로를 통한 신호 성분의 도달은 가변 도달율(variable arrival rate)이  $P_d(x)$ 인 비균질 프와송 프로세스(nonhomogeneous Poisson process)로 모델링 한다.<sup>6)</sup> 도달율은 실험을 통해 측정할 수 있다. 한 신호 성분이 무한소의 간격  $[x, x+dx]$ 에도 달할 확률은  $P_d(x)dx$ 이며 한 송신기에서 수신기에 도달하는 다중경로 신호 성분의 수에 대한 평균치는 다음과 같다.

$$\bar{L} = \int_0^{\infty} P_d(x) dx \quad (5)$$

### II-2. M-ary FSK DS/SSMA 시스템

M-ary 신호 방식은 데이터의 비트율  $R$ 의 역이  $T_m$ 보다 작은 경우 발생할 수 있는 심볼간 간섭을 극복하기 위한 한 방식으로서 심볼의 폭을  $T_m$ 보다 크게 한 후 심볼의 수  $M$ 을 증가시켜 원하는 데이터 비트율  $R$ 을 달성하는 방법이다.

M-ary FSK 변조의 경우  $k$ 번째 송신기는 다음과 같은 데이터 신호를 발생시킨다.

$$b_k(t) = \sum_{\lambda=0}^{\infty} b^{(k)\lambda} P_T(t - \lambda T) \quad (6)$$

여기서  $T$ 는 심볼의 폭이며  $T > T_m + T_c$ 라고 가정한다. 이때  $T_c$ 는 PN시퀀스의 칩 폭(chip duration)이다. 단위 구형 펄스  $P_T(t)$ 는  $0 < t < T$ 에 대해  $P_T(t) = 1$ 이고 그 외에서는 0이다. 데이터 심볼  $b^{(k)\lambda}$ 는 동일 확률로  $\{1, 2, \dots, M\}$  중의 한 값을 갖는 상호 독립인 동일 분포 랜덤 변수이다.

$k$ 번째 송신기는 하나의 PN 시퀀스 ( $a^{(k)}$ )를

할당받으며 시퀀스 ( $a^{(k)}$ )는 다음식으로 주어지는 스펙트럼 확산 신호  $a_k(t)$ 를 만들어 낸다.

$$a_k(t) = \sum_{\lambda=0}^{\infty} a^{(k)\lambda} \psi(t - \lambda T_c) \quad (7)$$

여기서  $\psi(t)$ 는 모든 신호에 공통인 칩 파형(chip waveform)으로 이는  $[0, T_c]$ 에 시간 제한된 함수이다. 또 칩 파형은  $\int_0^{T_c} \psi^2(t) dt = T_c$ 가 되도록 정규화 된다. 칩 폭  $T_c$ 는  $T_c = T/N$ 의 관계를 만족하며 각 시퀀스 ( $a^{(k)}$ )의 주기는  $N$ 이라고 가정한다.

DS/SSMA 시스템에 대한 송신 신호  $s_k(t)$ 는 식(2)와 같이 표현될 수 있으며 거기서 스펙트럼 확산된 정보 신호  $x_k(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$x_k(t) = A a_k(t) \exp[j2\pi b_k(t)\Delta f t + j\theta_k(t)] \quad (8)$$

여기서  $\theta_k(t)$ 는  $k$ 번째 송신기의 변조기에 의해 도입된 위상이다. 이때 스펙트럼 확산된 신호의 각 톤 사이의 주파수는 충분히 떨어져 있어, 즉  $f_{00} \gg T_c^{-1}$ 의 관계를 만족하여 각 신호 사이의 간섭은 없다고 가정한다.

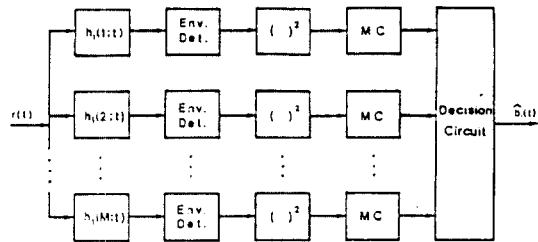


그림 1. i번째 M-ary FSK 수신기의 구조  
Fig. 1. Structure of the i-th M-ary FSK receiver

그림 1은 M-ary FSK DS/SSMA 시스템의 i번째 수신기의 구조를 나타내고 있으며 그림에서 MC는 각 경로에 의한 정합필터의 출력 피크들을 적절한 방법으로 결합하는 다중경로 결합기(multipath combiner)를 나타낸다.<sup>7)</sup>

k번째 송신기의 스펙트럼 확산된 정보신호  $x_k(t)$ 가 식(8)과 같이 주어지면 i번째 수신기에 입력되는 수신 신호  $r(t)$ 는 식(3)과 식(4)에 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} \beta_{kl'} x_k(t - \tau_{kl'}) \exp [j2\pi f_0 t \right. \\
 &\quad \left. + j(\Phi_{kl'} - 2\pi f_0 \tau_{kl'})] + n(t) \right\} \\
 &= \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} A \beta_{kl'} a_k(t - \tau_{kl'}) \exp [j2\pi f_0 t \right. \\
 &\quad \left. + j2\pi b_k(t - \tau_{kl'}) \int f(t - \tau_{kl'}) \right. \\
 &\quad \left. + j\phi_{kl'}(t - \tau_{kl'})] + n(t) \right\} \quad (9)
 \end{aligned}$$

여기서  $\phi_{kl'}(t) = \theta_k(t) + \Phi_{kl'} - 2\pi f_0 \tau_{kl'}$ 이며,  $n(t)$ 는 채널과 수신기의 전단(front-end)에서 도입된 양측 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$ 인 백색 가우스 잡음 프로세스이다.

그림 1에서 m번째 톤 주파수 신호에 대한 정합 필터의 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h_l(m;t) = \text{Re} \{ a_l(T-t) P_T(T-t) \exp [j2\pi m \Delta f(T-t)] \exp (j2\pi f_0 t) \} \quad (10)$$

따라서 m번째 톤 주파수 신호에 대한 정합 필터의 등가 저역통과 응답은 다음과 같다.

$$z(m;t) = \int_{-\infty}^{\infty} R(x) H_l(m;t-x) dx \quad (11)$$

시간  $t=T+\tau_{il}$ 에서 m번째 톤 주파수 신호에 대한 정합필터의 등가 저역통과 응답의 표본치를  $Z_{m,l}=z(m;T+\tau_{il})$ 으로 정의하고 이를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 Z_{m,l} &= \sum_{k=1}^K \sum_{l'=1}^{L_k} A \beta_{kl'} [\delta(b_{l'-1}^{(k)}, m) R_{ki}(l, \tau_{kl'}, u) \\
 &\quad \cdot \exp (j\phi_{kl'}, u) + \delta(b_{l'}^{(k)}, m) \hat{R}_{ki}(l, \tau_{kl'}, u)
 \end{aligned}$$

$$\cdot \exp (j\phi_{kl'}, u) ] + N_m \quad (12)$$

여기서  $\delta(u,v)$ 는 Kronecker 델타 함수이며,  $0 \leq \tau_{kl',il} < T$ 이면  $\lambda=0$ 이고  $-T \leq \tau_{kl',il} < 0$ 이면  $\lambda=1$ 이다. 또  $m'=b^{(k)l'-1}$ ,  $m''=b^{(k)l}$ 이면  $\phi_{kl',il} = \theta^{(k)m'} + \Phi_{kl'} - 2\pi \cdot (f_0 \tau_{kl'} + m' \Delta f \tau_{kl',il})$ 이고  $\phi''_{kl',il} = \theta^{(k)m''} + \phi_{kl'} - 2\pi \cdot (f_0 \tau_{kl'} + m'' \Delta f \tau_{kl',il})$ 이며 이들은 각각  $[0, 2\pi]$  위에서 균일한 분포를 갖는다고 가정한다. 위식에서  $\tau_{kl',il} = \tau_{kl'} - \tau_{il}$ 이고  $N_m$ 은 다음과 같다.

$$N_m = \int_{-\infty}^T N(\tau + \tau_{il}) a_l(\tau) \exp [-j2\pi m \Delta f \tau] d\tau \quad (13)$$

여기서  $N(t)$ 는  $n(t)$ 의 등가 저역통과 신호로서  $n(t) = \text{Re} \{ N(t) \exp (j2\pi f_0 t) \}$ 의 관계를 갖는다. 또 식(12)에서  $R(s,\tau)$ 와  $\hat{R}(s,\tau)$ 는 연속시간 부분 상호상관 함수(continuous-time partial crosscorrelation functions)로서  $-ST \leq \tau \leq ST$ 에 대해 다음과 같이 정의된다.<sup>9)</sup>

$$R_{kl}(s,\tau) = \int_0^{c(\tau)} a_k(t+sT-\tau) a_l(t+sT) dt \quad (14a)$$

$$\hat{R}_{kl}(s,\tau) = \int_0^{c(\tau)} a_k(t+sT-\tau) a_l(t+sT) dt \quad (14b)$$

여기서  $-ST \leq \tau \leq 0$ 에 대해  $c(\tau) = \lambda T - |\tau|$ 이고  $0 \leq \tau \leq ST$ 에 대해  $c(\tau) = \tau - |\lambda T|$ 이다. 이때  $\lambda$ 는  $\tau$ 에 의해 결정되는 정수로  $-kT \leq \tau \leq (k+1)T$ 이면  $\lambda=k$ 이다.

$b^{(k)l} = 1$ 이라고 가정할 때 식(12)를 정리하면 다음과 같다.

$$Z_{1,l} = A \beta_{il} T \exp (j\phi_{il}) + N_{1,l} \quad (15a)$$

$$Z_{m,l}, m=2,3,\dots,M \quad (15b)$$

여기서  $\phi_{il} = \theta_{il}^{(0)} + \Phi_{il} - 2\pi f_0 \tau_{il}$ 이며,  $N_{m,l}$ 은 다음과 같다.

$$N_{m,i} = \sum_{k=1}^K \sum_{i'=1}^{L_k} A \beta_{k,i'} [\delta(b_{i'}^{(k)}, m) R_{ki}(1, \tau_{k,i'}) \exp(j\phi_{k,i',u}) + \delta(b_{i'}^{(k)}, m) \hat{R}_{ki}(1, \tau_{k,i',u}) \exp(j\phi_{k,i',u})] + N_{m,i} \quad (16)$$

이 랜덤 변수  $N_{m,i}$ 의 평균은  $\{\phi_{k,i'}\}$ 과  $\{\phi_{k,i',u}\}$ 이  $[0, 2\pi]$ 에서 균일한 분포를 가지므로 0 이 된다.

$N_{m,i}$ 의 분산  $\sigma_{m,i}^2$ 을 구하기 위해서는  $\tau_{k,i'} = t_{ki} - t_{ii} = (t_{ki} - t_{ii}) + (t_{ki} - t_{ii})$ 의 분포가 필요하다.  $t_{ki}$ 와  $t_{ii}$ 은 모든  $k$ 와  $i$ , 그리고  $i'$ 와  $1(k=i$ 이면  $1 \neq i)$ 에 대해 독립랜덤 변수이며, 또 이들은 동일한 p.d.f  $p(t)$ 를 가지므로  $t_{ki} - t_{ii}$ 은 다음과 같은 p.d.f를 갖는다.

$$f(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(t)p(t-\tau) dt \quad (17)$$

$t_i=0$ 로 놓을 수 있으며  $t_k(k=i)$ 는 임의의 큰 시간 간격에 걸쳐 균일한 분포를 갖는  $\{t_{ii}\}$ 에 독립인 랜덤 변수이다. 따라서  $\tau_{k,i'}$ 은  $f(\tau)$ 의 p.d.f를 갖는 반면  $\tau_{k,i'}(k=i) \pmod{T}$ 은  $[0, T]$  위에서 균일한 분포를 갖게 된다. 이에 따라  $b_{i'}^{(k)}=1$ 로 주어질 때  $N_{m,i}$ 의 분산  $\sigma_{m,i}^2$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{m,i}^2 = & E' \left\{ \sum_{i'=1}^{L_k} \Omega_{i'} \right\} A^2 \left[ \int_{-\tau_m}^0 \left\{ \frac{1}{M} \hat{R}_{ii}^2(1, \tau) + \delta(1, m) \right. \right. \\ & \left. \left. [R_{ii}^2(1, \tau) + \hat{R}_{ii}(1, \tau) R_{ii}(1, \tau)] \right\} f(\tau) d\tau \right. \\ & \left. + \int_0^{\tau_m} \left\{ \frac{1}{M} R_{ii}^2(1, \tau) + \delta(1, m) [\hat{R}_{ii}^2(1, \tau) \right. \right. \\ & \left. \left. + \hat{R}_{ii}(1, \tau) R_{ii}(1, \tau)] \right\} f(\tau) d\tau \right] \\ & + \sum_{k=1}^K E' \left\{ \sum_{i'=1}^{L_k} \Omega_{i'} \right\} \frac{A^2}{MT} \int_0^{\tau} [\hat{R}_{ki}^2(1, \tau) \\ & + R_{ki}^2(1, \tau) + \frac{2}{M} \hat{R}_{ki}(1, \tau) R_{ki}(1, \tau)] d\tau \\ & + 2N_0 T \quad (18) \end{aligned}$$

본 논문에서는 2개 이상의 채널 경로가 있는 경우를 생각하고자 하며 위에서  $E\{\cdot\}$ 은 적어도 2개 이상의 경로가 있다는 조건하에서의 평균 즉, 조건부 평균을 의미한다. 따라서  $\sigma_{m,i}^2$ 은 조건부 분산이 된다. 식(18)에서 BFSK의 경우  $M=2$ 이며  $\Omega_{k,i'} = E\{\beta_{k,i'}^2\}$ 이다.

### II-3. 절환 신호 방식 FSK DS / SSMA 시스템

M-ary 신호 방식의 신호의 수는  $T_m/T$ 에 따라 지수적으로 증가하게 되며 이에 따라 송·수신기의 구조가 점차 복잡해진다. 데이터의 비트 폭  $T$ 가  $T_m$ 보다 작은 경우  $T_m/T$ 의 증가에 따른 이러한 시스템의 복잡성을 피하고 또 심벌간 간섭을 극복하기 위한 또 하나의 방법은 주기  $p$ 와 데이터 비트 폭의 곱  $pT$ 가  $T_m$ 보다 큰 시퀀스를 선택한 후 이 시퀀스를 적절한 길이의 부시퀀스(subsequences)로 분할하여 연속되는 데이터 비트에 할당하는 것이다. 이렇게 함으로써 다른 데이터 비트에 의한 신호가 동시에 수신기에 도달하더라도 각각의 데이터 비트는 서로 다른 시퀀스를 부호화 되어 있어 심각한 심벌간 간섭은 나타나지 않게 된다.

$k$ 번째 송신기의 데이터 신호  $b_k(t)$ 와 스펙트럼 확산 신호  $a_k(t)$ 는 다시 각각 식(6), 식(7)로 표현할 수 있으며  $T_c$  역시  $T_c = T/N$ 의 관계를 갖는다. 그러나 이때 시퀀스 ( $a^{(k)}$ )의 주기는  $p$ 이고 이 시퀀스는 길이  $N$ 인  $S$ 개의 부시퀀스로 분할되어(즉,  $p=SN$ )  $S$ 개의 데이터 비트의 송신에 순차적으로 이용된다. 이때  $ST \geq T_m + T_c$ 라고 가정한다.  $k$ 번째 송신기의 스펙트럼 확산된 정보 신호  $x_k(t)$ 는 식(8)과 같으며 수신 신호  $r(t)$ 도 다시 식(9)와 같이 표현된다.

이와 같은 절환 신호 방식에 대한 수신기로는  $S$ 개의 가지(branch)로 구성된 수신기와 PMF를 이용한 수신기의 두가지를 생각할 수 있으며 그 구조는 각각 그림 2, 그림 3과 같다. 이중 PMF를 이용한 수신기는  $S$ 개의 가지로 구성된 수신기와 비교할 때  $T$ 에서  $T_m$ 초 사이의 지연을 갖는 피크들의 정보를 상실하게 되어 다이버시티 이득이 감소하나 수신기의 구조는 상대적으로

간단해지는 장점이 있다.

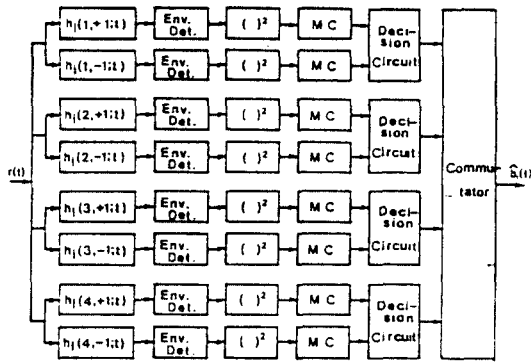


그림 2. S개의 가지로 구성된 i번째 FSK 수신기의 구조(s=4)  
 Fig 2. Structure of the i-th FSK receiver consisting of S branches(s=4).

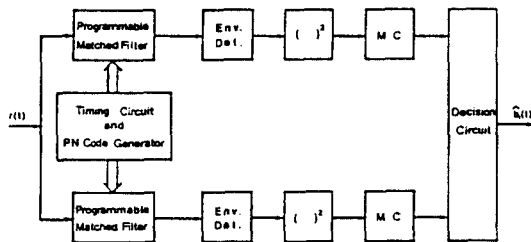


그림 3. 프로그래밍 가능한 정합필터를 이용한 i번째 FSK 수신기의 구조  
 Fig 3. Structure of the i-th FSK receiver using a programmable matched filter

그림 2의 s번째 가지의 정합필터의 임펄스 응답 또는 그림 3의 PMF가 s번째 부시퀀스에 정합되었을 때의 임펄스 응답은 모두 다음과 같다.

$$h_i(s, m; t) = \text{Re} \{ a_i(T-t+sT) P_T(T-t) \exp[j2\pi m 4f(T-t+sT)] \cdot \exp(j2\pi f_c t) \} \quad (19)$$

여기서  $m=+1$  또는  $m=-1$ 이다. 따라서 s번째 가지의 두 정합필터의 등가 저역

통과 응답 또는 PMF가 s번째 부시퀀스에 정합되었을 때의 등가 저역통과 응답의  $t=(s+1)T + \tau_{ii}$ 에서의 표본치  $Z_{m,i}(s)$ 를 M-ary FSK 변조의 경우와 같이 구하면 다음과 같다.

$$Z_{m,i}(s) = \sum_{k=1}^K \sum_{l'=1}^{L_k} A \beta_{kl'} [\delta(b_{s+i-1}^{(k)}, m) R_{ki}(s, \tau_{kl',ii}) \exp(j\phi_{kl',ii}^{(k)}) + \delta(b_{s+i}^{(k)}, m) \hat{R}_{ki}(s, \tau_{kl',ii}) \exp(j\phi_{kl',ii}^{(k)})] + N_s \quad (20)$$

여기서  $-kT \leq \tau_{kl',ii} < (-k+1)T$ 이면  $\lambda=k$ 이다. 이때  $k=-S+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, S$ 이다. 또  $m' = b_{s+\lambda}^{(k)}, m'' = b_{s+\lambda}^{(k)}$ 이면  $\phi_{kl',ii}^{(k)} = \theta^{(k)} m' + \Phi_{kl'} - 2\pi \cdot (f_0 \tau_{kl'} + m'' \Delta f \tau_{kl',ii})$ 이고  $\hat{\phi}_{kl',ii}^{(k)} = \theta^{(k)} m'' + \Phi_{kl'} - 2\pi \cdot (f_0 \tau_{kl'} + m' \Delta f \tau_{kl',ii})$ 이며 이들은 각각  $[0, 2\pi]$  위에서 균일한 분포를 갖는다고 가정한다. 또 위에서  $N_s$ 는 다음과 같다.

$$N_s = \int_0^T N(\tau + sT + \tau_{ii}) a_i(\tau + sT) \exp[-j2\pi m \Delta f(\tau + sT)] d\tau \quad (21)$$

$b_s^{(0)}=1$ 이라고 가정할 때 식(20)을  $m=1$ 과  $m=-1$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$Z_{1,i}(s) = A \beta_{ii} T \exp(j\phi_{ii}) + N_{1,i}(s) \quad (22a)$$

$$Z_{-1,i}(s) = N_{-1,i}(s) \quad (22b)$$

여기서  $\phi_{ii} = \theta^{(0)} + \Phi_{ii} - 2\pi f_0 \tau_{ii}$ 이며  $N_{m,i}(s)$ 는 다음과 같다.

$$N_{m,i}(s) = \sum_{k=1}^K \sum_{l'=1}^{L_k} A \beta_{kl'} [\delta(b_{s+i-1}^{(k)}, m) R_{ki}(s, \tau_{kl',ii}) \exp(j\phi_{kl',ii}^{(k)}) + \delta(b_{s+i}^{(k)}, m) \hat{R}_{ki}(s, \tau_{kl',ii}) \exp(j\phi_{kl',ii}^{(k)})] + N_s \quad (23)$$

이 랜덤 변수  $N_{m,i}(s)$ 의 평균은  $\{ \phi_{kl',ii}^{(k)} \}$ 과

$\{\phi^{kr, u}\}$ 이  $[0, 2\pi]$ 에서 균일한 분포를 가지므로 다시 0이 된다.

수신기가 그림 2와 같이 S개의 가지로 구성된 경우  $\tau_{kr, u}$ 은 식(17)과 같이  $f(\tau)$ 의 p.d.f를 갖는 반면  $\tau_{ki, u}(k=i) \pmod{ST}$ 는  $[0, ST]$  위에서 균일한 분포를 갖게 된다. 이에 따라  $b_{00}^u=1$ 로 주어질 때  $N_{m,i}(s)$ 의 분산  $\sigma_{m,i}^2(s)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{m,i}^2(s) = & E' \left\{ \sum_{\substack{l'=1 \\ (l' \neq i)}}^{L_1} \Omega_{i,l'} \right\} \frac{A^2}{2} \left\{ \int_{-T_m}^{+T_m} \{ \hat{R}_{ii}^2(s, \tau) \right. \\ & + R_{ii}^2(s, \tau) - \hat{R}_{ii}(s, \tau) R_{ii}(s, \tau) \} \\ & f(\tau) d\tau - m \cdot \left\{ \int_{-T}^0 [R_{ii}^2(s, \tau) \right. \\ & + \hat{R}_{ii}(s, \tau) R_{ii}(s, \tau)] f(\tau) d\tau \\ & + \int_0^T [ \hat{R}_{ii}^2(s, \tau) + \hat{R}_{ii}(s, \tau) R_{ii}(s, \tau) ] \\ & \left. f(\tau) d\tau \right\} + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq i)}}^K E' \left\{ \sum_{l'=1}^{L_k} \Omega_{kl'} \right\} \\ & \frac{A^2}{2ST} \int_0^{ST} [ \hat{R}_{ki}^2(s, \tau) + R_{ki}^2(s, \tau) \\ & + \hat{R}_{ki}(s, \tau) R_{ki}(s, \tau) ] d\tau + 2N_0 T \end{aligned} \quad (24)$$

수신기가 그림 3과 같이 PMF를 이용하는 경우  $\tau_{ki, u}(k=i) \pmod{ST}$ 는 앞에서와 마찬가지로  $[0, ST]$  위에서 균일한 분포를 갖지만  $\tau_{kl, u}$ 의 p.d.f는 앞의 경우와 다르다. 이를 구하기 위해 먼저  $p_1(t)=p(t|0 \leq t < T)$ ,  $p_2(t)=p(t|T \leq t < T_m)$ 로 정의하면 이들은 각각 다음과 같다.

$$p_1(t) = \begin{cases} p(t) / P(T), & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (25a)$$

$$p_2(T) = \begin{cases} p(t) / [1 - P(T)], & T \leq t < T_m \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (25b)$$

여기서  $P(T) = \int_0^T p(t) dt$ 이다. 따라서  $t_{ur}$ 와  $t_{ui}$ 이 모두 0과 T 사이의 값을 가질 때  $\tau_{ur, u} = t_{ur} - t_{ui}$ 의 p.d.f를  $f_1(\tau)$ 라 하고 또  $t_{ui}$ 은 0과 T 사이의 값을 가질 때  $t_{ur}$ 는 T와  $T_m$ 사이의 값을 가질 때의 p.d.f를  $f_2(\tau)$ 라 하면 이들은 각각 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_1(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(t) p_1(t - \tau) dt \quad (26a)$$

$$f_2(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p_2(t) p_1(t - \tau) dt \quad (26b)$$

이에 따라  $b_{00}^u=1$ 로 주어질 때  $N_{m,i}(s)$ 의 분산  $\sigma_{m,i}^2(s)$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{m,i}^2(s) = & E' \left\{ \sum_{\substack{l'=1 \\ (l' \neq i)}}^{L_1} \Omega_{i,l'} \right\} \frac{A^2}{2} \left\{ \int_{-T}^0 \{ \hat{R}_{ii}^2(s, \tau) \right. \\ & + \delta(1, m) [ 2R_{ii}^2(s, \tau) + 2\hat{R}_{ii}(s, \tau) \\ & R_{ii}(s, \tau) ] \} f_1(\tau) d\tau + \int_0^T [ R_{ii}^2(s, \tau) \\ & + \delta(1, m) [ 2\hat{R}_{ii}^2(s, \tau) + 2\hat{R}_{ii}(s, \tau) \\ & R_{ii}(s, \tau) ] \} f_1(\tau) d\tau + E' \left\{ \sum_{l'=1}^{L_2} \Omega_{i,l'} \right\} \frac{A^2}{2} \\ & \left\{ \int_0^T [ R_{ii}^2(s, \tau) + \delta(1, m) [ 2\hat{R}_{ii}^2(s, \tau) \right. \\ & + 2\hat{R}_{ii}(s, \tau) R_{ii}(s, \tau) ] \} f_2(\tau) d\tau \\ & + \int_T^{T_m} [ \hat{R}_{ii}^2(s, \tau) + R_{ii}^2(s, \tau) + \hat{R}_{ii}(s, \tau) \\ & R_{ii}(s, \tau) ] f_2(\tau) d\tau \left. \right\} + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq i)}}^K E' \left\{ \sum_{l'=1}^{L_k} \Omega_{kl'} \right\} \\ & \frac{A^2}{2ST} \int_0^{ST} [ \hat{R}_{ki}^2(s, \tau) + R_{ki}^2(s, \tau) \\ & + \hat{R}_{ki}(s, \tau) R_{ki}(s, \tau) ] d\tau + 2N_0 T \end{aligned} \quad (27)$$

여기서  $L_{i1}$ 은 0과 T사이의 지연을 갖는 i번째 송·수신기 사이의 경로의 수이고  $L_{i2}$ 는 T와  $T_m$ 사이의 지연을 갖는 경로의 수로서  $L_{i1}$ 과  $L_{i2}$ 는 프와송 분포를 갖는 상호 독립인 랜덤 변수로

가정하며 이때  $L_i = L_{i1} + L_{i2}$ 이다. 또 앞에서와 같은 이유로  $L_{i1}$ 이 2 이상인 경우를 생각한다. 그러나  $L_{i2}$ 은 0일 수도 있다.

### III. 평균 오율

#### III-1. 선택 다이버시티

여기서는 noncoherent FSK DS/SSMA 시스템의 수신기에서 다중경로 결합기가 다중경로에 의한 피크 출력 중 가장 큰 피크 출력을 선택하여 샘플링하는 경우의 평균 오율, 즉 선택 다이버시티 기법을 채용한 noncoherent FSK DS/SSMA 시스템의 평균 오율을 구한다.

평균 오율을 구하기에 앞서 모든  $k$ 와  $l$ 에 대해  $\Omega = \Omega_k$ , 모든  $k$ 에 대해  $\bar{L} = E\{L_k\}$ 라고 가정한다.

#### III-1-1. M-ary FSK DS/SSMA 시스템

각 피크 출력의 잡음과 간섭이 같을 때 가장 큰 피크 출력을 선택하는 것은 이득이 가장 큰 경로에 의한, 즉  $\beta_{max}$ 을 갖는 경로에 의한 피크 출력을 선택하는 것과 같다. 그림 4와 같은 M-ary FSK DS/SSMA 시스템의 수신기에서 다중경로 결합기가  $\beta_{max}$ 을 갖는 경로에 의한 피크 출력을 선택하는 경우  $i$ 번째 수신기의 설정 변수들(decision variables)은  $b_i^{(j)} = 1$ 이라고 가정할 때 다음과 같이 표현된다.

$$Y_1 = |Z_{1,i}|^2 = |A \beta_{max} \cdot T + N_{1,i}|^2 \quad (28a)$$

$$Y_m = |Z_{m,i}|^2 = |N_{m,i}|^2 \quad m=2,3,\dots,M \quad (28b)$$

여기서 첨자 1은 이득이  $\beta_{max}$ 인 경로를 나타내며 편의에 의해  $N_{1,i}$ 과  $N_{m,i}$ ( $m=2,3,\dots,M$ )의 분산은  $\sigma_1^2 = \sigma_{1,i}^2$ ,  $\sigma_m^2 = \sigma_{m,i}^2$ ( $m=2,3,\dots,M$ )로 나타낸다. 또 noncoherent 검출이 행해지므로  $\beta_{max}$ 에 상응하는 위상  $\phi_{i1}$ 을 0으로 놓을 수 있으며 이에 따라 식

(28a)에서 위상항이 탈락된다.

여기서 평균 오율을 구하기 위해 두가지의 근사법을 생각하고자 한다.

먼저 랜덤 변수  $L_k$ ( $k=1,2,\dots,K$ )의 분산이 작은 경우 이들을  $\bar{L}_k$ ( $k=1,2,\dots,K$ )의 값을 갖는 상수로 생각할 수 있다. 여기서  $\bar{L}_k$ 은  $L_k$ 의 평균치이다.

이 경우  $N_{1,i}$ 과  $N_{m,i}$ ( $m=2,3,\dots,M$ )은 많은 독립 랜덤 변수의 합이므로 중심 극한 정리(central limit theorem)에 의해 이들을 분산이 각각  $\sigma_1^2$ 과  $\sigma_m^2$ 이고 평균이 0인 복소 가우스 랜덤 변수로 가정할 수 있다.

위의 가정에 따라  $\beta_{max}$ 이 주어질 때 비트 오율  $P_c$ 를 설정할 조건부 확률  $P_{c|\beta_{max}}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{c|\beta_{max}} = \sum_{n=1}^{M-1} (-1)^n \binom{M-1}{n} \frac{\sigma_1^2}{n\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \exp\left(-\frac{nA^2 \beta_{max}^2 T^2}{n\sigma_1^2 + \sigma_2^2}\right) \quad (29)$$

$P_c$ 를 구하기 위해서는  $\beta_{max}$ 의 p.d.f가 필요하며 이는 다음과 같이 주어진다.<sup>10)</sup>

$$p_{\beta_{max}}(y) = \bar{L} \cdot \sum_{j=0}^{\bar{L}-1} \binom{\bar{L}-1}{j} \frac{(-1)^j}{(j+1)\Omega_j} \exp\left(-\frac{y}{\Omega_j}\right) \quad (30)$$

여기서  $\bar{L}$ 은 경로의 수  $\bar{L}_i$ 이며  $\Omega_j = \Omega / (j+1)$ 이다. 이러한  $\beta_{max}$ 의 p.d.f를 이용해  $P_c$ 를 구하면 근사적인 평균 오율  $P_{e1} = 1 - P_c$ 는 다음과 같다.

$$P_{e1} = \sum_{n=1}^{M-1} \sum_{j=0}^{\bar{L}-1} (-1)^{n+j+1} \binom{M-1}{n} \binom{\bar{L}}{j+1} \frac{\sigma_1^2}{n\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + nA^2 \Omega_j T^2} \quad (31)$$



실제적인 시스템에서는 경로의 수를 이와 같이 상수로 생각할 수 없는 경우가 있다. 이러한 보다 일반적인 경우에 대한 근사적인 평균 오율  $Pe_2$ 는 랜덤 변수  $L_k(k=1,2,\dots,K)$ 의 p.d.f를 고려함으로써 구할 수 있다.

$Pe_2$ 를 구하기 위해 먼저 새로운 랜덤 변수  $M_i$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$M_i = \sum_{k=1}^K L_k \quad (32)$$

이는  $i$ 번째를 제외한  $(K-1)$ 개의 송신기에 의해  $i$ 번째 수신기에 도달하는 경로의 수이다. 랜덤 변수  $L_k(k=1,2,\dots,K)$ 는 상호 독립인 프와송 랜덤 변수이므로 랜덤 변수  $M_i$ 도 역시 다음과 같은 평균을 갖는 프와송 랜덤 변수이다.

$$\bar{M}_i = \sum_{k=1}^K \bar{L}_k \quad (33)$$

식(27)에서의  $N_{1i}$ 과  $N_{m_i}(m=2,3,\dots,M)$ 은 랜덤 변수  $L$ 과  $M_i$ 에 대한 조건부 가우스 p.d.f를 갖는 복소 랜덤 변수로 가정할 수 있으며, 따라서  $L$ 과  $M_i$ 가 주어질 때의 근사적인 조건부 오율  $Pe_2(L, M_i)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$Pe_2(L, M_i) = \frac{\sum_{n=1}^{M-1} \sum_{j=0}^{L-1} (-1)^{n+j+1} \binom{M-1}{n} \binom{L}{j+1} \sigma_1^2(L, M_i)}{n\sigma_1^2(L, M_i) + \sigma_2^2(L, M_i) + nA^2\Omega_j T^2} \quad (34)$$

여기서  $\sigma_1^2(L, M_i)$ 과  $\sigma_2^2(L, M_i)$ 은  $L$ 과  $M_i$ 에 대한 조건부 분산으로  $\sigma_1^2$ 과  $\sigma_2^2$ 을  $L$ 과  $M_i$ 의 함수로 수정한 것이다. 따라서 근사적인 평균 오율  $Pe_2$ 는 다음과 같이 식(34)의 평균을 취함으로써 구할 수 있다.

$$Pe_2 = E\{Pe(L, M_i)\} \quad (35)$$

이때 평균은 랜덤 변수  $L$ 과  $M_i$ 에 대한 것이다.

### III-1-2. 절환 신호 방식 FSK DS / SSMA 시스템

그림 2, 그림 3과 같은 수신기의 다중경로 결합기가  $\beta_{max}$ 을 갖는 경로에 의한 피크 출력을 선택하는 경우의 결정 변수들을  $b_{ij}^0 = +1$ 이라고 가정할 때 다음과 같이 표현된다.

$$Y_1(s) = |Z_{1i}(s)|^2 = |A \beta_{max} T + N_{1i}(s)|^2 \quad (36a)$$

$$Y_{-1}(s) = |Z_{-1i}(s)|^2 = |N_{-1i}(s)|^2 \quad (36b)$$

여기서 첨자 1은 앞에서와 같이 이득이  $\beta_{max}$ 인 경로를 나타낸다. 랜덤 변수  $N_{1i}(s)$ 와  $N_{-1i}(s)$ 의 분산은 II-3에서 알 수 있듯이  $s$ 에 관한 식으로 표현된다. 그러나 시퀀스의 주기  $p$ 가 큰 경우 각 부시퀀스는 랜덤 시퀀스(random sequence)와 비슷한 특성을 보이며, 따라서 이러한 경우에는 PN 시퀀스를 랜덤 시퀀스로 가정할 수 있다. 이러한 경우  $N_{m_i}(s)(m=+1, -1)$ 의 분산을 정리하면 이는  $s$ 에 관계없는 식이 되며 따라서 모든  $s$ 에 대해  $\sigma_1^2 = \sigma_{1i}^2(s)$ ,  $\sigma_{-1}^2 = \sigma_{-1i}^2(s)$ 로 놓을 수 있다.

따라서 평균 비트 오율  $Pe_1$ 은 식(31)에서  $M=2$ 로 놓음으로써 구할 수 있으며 그 결과는 다음과 같다.

$$Pe_1 = \sum_{j=0}^{L_d-1} (-1)^j \binom{L_d}{j+1} \frac{\sigma_{-1}^2}{\sigma_1^2 + \sigma_{-1}^2 + A^2\Omega_j T^2} \quad (37)$$

여기서  $S$ 개의 가지로 구성된 수신기의 경우  $\bar{L}_d$ 는 경로의 총수  $\bar{L}_1$ 이고 PMF를 이용한 경우에는 1비트폭 이하의 지연을 갖는 경로의 수  $\bar{L}_{1t}$ 이다.

보다 일반적인 상태에서의 근사적인 평균 비트 오율  $Pe_2$ 는 S개의 가지로 구성된 수신기의 경우에는  $L_k(k=1,2,\dots,K)$ 의 p.d.f를 PMF를 이용한 수신기의 경우에는  $L_{1i}, L_{2i}, L_k(k=2,3,\dots,K)$ 의 p.d.f를 고려하여 앞에서와 같은 방법에 의해 구할 수 있다.

### III-2. 동일 이득 결합

여기서는 noncoherent FSK DS/SSMA 시스템의 수신기에서 다중경로 결합기가 다중경로에 의한 피크 출력들을 샘플링하여 그 샘플치들을 더하는 경우의 평균 오율, 즉 동일 이득 결합 기법을 채용한 noncoherent FSK DS/SSMA 시스템의 평균 오율을 구한다.

#### III-2-1. M-ary FSK DS/SSMA 시스템

그림 1과 같은 M ary FSK/SSMA 시스템의 수신기가 동일 이득 결합 기법을 채용한 경우 i번째 수신기의 결정 변수들을  $b_{i0}^m=1$ 이라고 가정할 때 다음과 같이 표현된다.

$$Y_1 = \sum_{l=1}^L |Z_{1,l}|^2 = \sum_{l=1}^L |A \beta_{1,l} T \exp(j\phi_{1,l}) + N_{1,l}|^2 \quad (38a)$$

$$Y_m = \sum_{l=1}^L |Z_{m,l}|^2 = \sum_{l=1}^L |N_{m,l}|^2, \quad m=2,3,\dots,M \quad (38b)$$

여기서 L은 경로의 수  $L_i$ 이며,  $\beta_{1,l}$ 은 레일리 분포를,  $\phi_{1,l}$ 은  $[0, 2\pi]$ 에서 균일한 분포를 갖는다고 가정하였으므로 복소 랜덤 변수  $\{\beta_{1,l} \exp(j\phi_{1,l})\}$ 는 가우스 분포를 가지며 그때 평균은 0이 된다. 또 모든 l에 대해  $\Omega = \Omega_{kl}$ 으로 가정하였으므로  $N_{1,l}$ 과  $N_{m,l}(m=2,3,\dots,M)$ 의 분산은 각각  $\sigma_1^2, \sigma_m^2 = \sigma_{m,l}(m=2,3,\dots,M)$ 이 된다.

$l \neq 1'$ 에 대해 랜덤 변수  $N_{m,l}$ 과  $N_{m,l'}(m=1, 2,\dots,M)$ 은 상호 독립이라고 가정한다. 임의의 두 경로의 지연차가  $2Tc$ 보다 크면  $N_{m,l}$ 과  $N_{m,l'}$ 의 상관 분산은 각 랜덤 변수의 분산에 비해

매우 작으며<sup>4)</sup> 또  $Tm/2Tc \gg L$ 이면 임의의 두 경로의 지연차가  $2Tc$ 이하일 확률은 작으므로 이는 합리적인 가정이다.

여기서도 선택 다이버시티의 경우와 같이 평균 오율을 구하기 위해 두가지의 근사법을 생각한다.

먼저 랜덤 변수  $L_k(k=1,2,\dots,K)$ 의 분산이 작은 경우 이들을  $\bar{L}_k(k=1,2,\dots,K)$ 의 값을 갖는 상수로 생각한다.

이 경우 식(15)의  $\{N_{1,l}\}$ 과  $\{N_{m,l}\}(m=2,3,\dots,M)$ 은 II 2에서와 같이 분산이 각각  $\sigma_1^2$ 과  $\sigma_m^2$ 이고 평균이 0인 복소 가우스 랜덤 변수로 가정할 수 있으며, 따라서 결정 변수  $Y_1$ 과  $Y_m(m=2, 3,\dots,M)$ 은  $2L$ 의 자유도(degrees of freedom)를 갖는  $\chi^2$ (chi square) 랜덤 변수가 된다. 이에 따라 근사적인 평균 오율  $Pe_1$ 를 구하면 다음과 같다.

$$Pe_1 = 1 - \frac{\eta^L}{\Gamma(L)} \int_0^\infty y_1^{L-1} \cdot \exp(-\tau y_1) \cdot [1 - \exp(-y_1) \cdot \sum_{k=0}^{L-1} \frac{y_1^k}{k!}]^{M-1} dy_1 \quad (39)$$

여기서  $\eta = \sigma_1^2 / \sigma_m^2$ 이며  $\sigma_1^2$ 과  $\sigma_m^2$ 은 복소 랜덤 변수  $Z_{1,l}$ 과  $Z_{m,l}$ 의 실수부 또는 허수부의 분산으로 각각 다음과 같다.

$$\sigma_1^2 = \frac{1}{2} E\{|A \beta_{1,l} T \exp(j\phi_{1,l}) + N_{1,l}|^2\} = \frac{1}{2} A^2 \Omega T^2 + \frac{1}{2} \sigma_1^2 \quad (40a)$$

$$\sigma_m^2 = \frac{1}{2} E\{|N_{m,l}|^2\} = \frac{1}{2} \sigma_m^2, \quad m=2,3,\dots,M \quad (40b)$$

보다 일반적인 경우에 대한 근사적인 평균 오율  $Pe_2$ 는 선택 다이버시티의 경우와 동일한 방법에 의해 구할 수 있다.

### III-2-2. 절환 신호 방식 FSK DS / SSMA 시스템

그림 2, 그림 3과 같은 절환 신호 방식 FSK DS / SSMA 시스템의 수신기가 동일 이득 결합 기법을 채용한 경우의 결정 변수들은 (b)<sub>0</sub> = +1이라고 가정할 때 다음과 같이 표현된다.

$$Y_1(s) = \sum_{l=1}^L |Z_{1,l}(s)|^2$$

$$= \sum_{l=1}^L |A \beta_{1,l} \text{Texp}(j \phi_{1,l}) + N_{1,l}(s)|^2 \quad (41a)$$

$$Y_{-1}(s) = \sum_{l=1}^L |Z_{-1,l}(s)|^2$$

$$= \sum_{l=1}^L |N_{-1,l}(s)|^2 \quad (41b)$$

S개의 가지로 구성된 경우  $L_l$ 는 경로의 총수  $L$ 이고 PMF를 이용한 경우 1비트 폭 이하의 지연을 갖는 경로의 수  $L_l$ 이다. 복수 랜덤 변수  $\{\beta_{1,l} \exp(j \phi_{1,l})\}$ 은 다시 평균이 0인 가우스 분포를 갖는다.

랜덤 변수  $\{N_{1,l}(s)\}$ 와  $\{N_{-1,l}(s)\}$ 의 분산은 II-3에서 알수 있듯이 s에 관한 식으로 표현된다. 그러나 III-1에서와 같이 시퀀스의 주기 p가 큰 경우 각 부시퀀스를 랜덤 시퀀스로 가정할 수 있으며, 이 경우  $\{N_{1,l}(s)\}$ 와  $\{N_{-1,l}(s)\}$ 의 분산은 각각의 수신 구조에 대해 s에 관계없는 식이 된다. 또 더불어 모든 l에 대해  $\Omega = \Omega_l$ 이라고 가정하였으므로 이들 분산은 모든 l과 s에 대해  $\sigma_1^2 = \sigma_{1,l}^2(s)$ ,  $\sigma_{-1}^2 = \sigma_{-1,l}^2(s)$ 로 놓을 수 있다.

식(41a)와(41b)에서  $l \neq l'$ 에 대해 랜덤 변수  $N_{m,l}(s)$ 와  $N_{m,l'}(s)$  ( $m = +1, -1$ )은 M-ary FSK의 경우와 같이 상호 독립이라고 가정한다.

PN 시퀀스를 랜덤 시퀀스로 가정하는 경우  $\{N_{1,l}(s)\}$ 와  $\{N_{-1,l}(s)\}$ 는 분산 1과 s에 관계없이 각각  $\sigma_1^2$ 과  $\sigma_{-1}^2$ 이고 평균이 0인 복소 가우스 랜덤 변수로 가정할 수 있으며, 따라서 결정 변수  $Y_1(s)$ 와  $Y_{-1}(s)$ 는 모든 s에 대해 다시  $2L_l$ 의 자유도를 갖는  $\chi^2$  랜덤 변수가 된다. 이때  $L_l$ 는 S개의 가지로 구성된 경우 경로의 총수  $\bar{L}_l$ 이며 PMF를 이용한 경우에는 1 비트폭 이하의 지연

을 갖는 경로의 수  $\bar{L}_l$ 이다.

이러한 모델에 대한 근사적인 평균 비트 오류  $Pe_1$ 은 식(39)에서  $M=2$ 로 놓음으로써 구할 수 있으며 그 결과는 다음과 같다.

$$Pe_1 = \eta^{\bar{L}_l} \cdot \sum_{n=0}^{\bar{L}_l} \left( \frac{\bar{L}_l - 1 + n}{n} \right) (1 - \eta)^n \quad (42)$$

여기서  $\eta = \sigma_{-1}^2 / (\sigma_{-1}^2 + \sigma_1^2)$ 이며  $\sigma_1^2$ 과  $\sigma_{-1}^2$ 은 앞에서와 같이 복소 랜덤 변수  $Z_{1,l}(s)$ 와  $Z_{-1,l}(s)$ 의 실수부 또는 허수부의 분산이다.

보다 일반적인 시스템 상태에서의 근사적인 평균 비트 오류  $Pe_2$ 는 역시 선택 다이버시티의 경우와 같은 방법에 의해 구할 수 있다.

## IV. 결과 및 고찰

수치적인 해석을 위해 가변 도달율은 다음과 같다고 가정한다.

$$P_d(t) = \frac{2\bar{L}}{T_m} \left(1 - \frac{t}{T_m}\right) P_{Tm}(t) \quad (43)$$

또 칩 파형은 구형파(rectangular wave)이고 PN 시퀀스로는 랜덤 시퀀스를 이용한 시스템을 생각한다.

### IV-1. M-ary FSK DS / SSMA 시스템

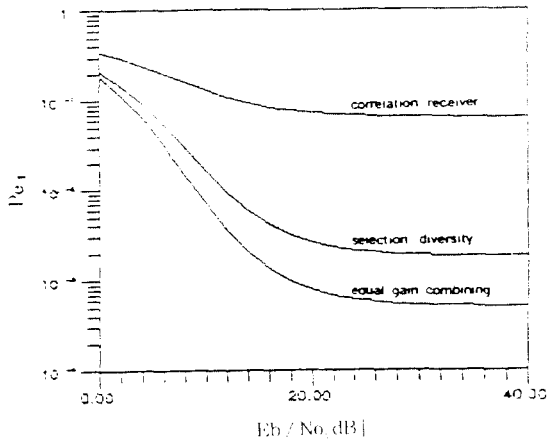
그림 4는 경로 수를 나타내는 랜덤 변수  $L$ 을 상수로 취급할 수 있는 채널 상태에서 M-ary FSK DS / SSMA 시스템의 근사적인 평균 오류  $Pe_1$ 을 나타낸 그림이다. 이중에서 그림 4(a)~4(c)는  $M=2$ 인 BFSK 시스템의 경우, 즉 데이터의 비트 폭  $T$ 가 채널의 최대 지연 폭  $T_m$ 보다 큰 경우의 평균 오류를 나타낸다.

먼저 그림 4(a)는 상관 수신기(correlation receiver)와 다이버시티 수신기의 성능을 비교한 것이다. 그림에서 다이버시티 수신기는 상관 수신기에 비해 평균 오류가 매우 작으며 또 두

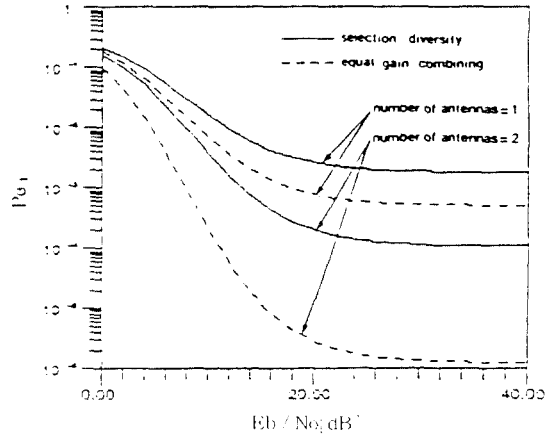
종류의 다이버시티 수신기 중에서 동일 이득 결합 수신기의 평균 오류율이 보다 작음을 알 수 있다. 또 그림에서 평균 오류율은  $E_b/N_0$ 가 증가함에 따라 점차 감소하나  $E_b/N_0$ 가 어느 수준 이상이 되면 거의 감소하지 않는다. 이는 송신 전력의 증가하면 이에 따라 다중경로와 다중접촉에 의한 간섭도 함께 증가하기 때문이다.

다이버시티 차수(order of diversity)를 높이기 위하여 다중경로 다이버시티 수신과 더불어 공간 다이버시티(space diversity) 수신을 병행할 수 있으며, 그림 4(b)는 이에 이용되는 안테나 수에

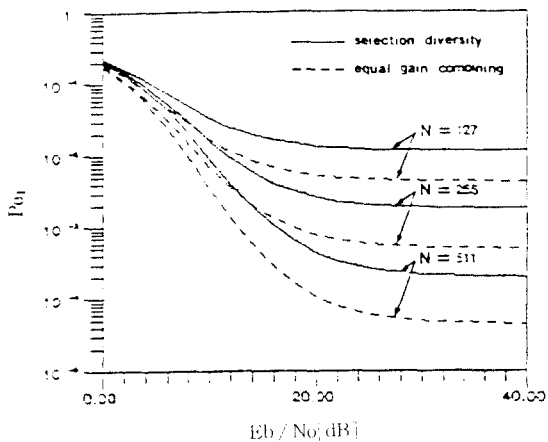
따른 각 다이버시티 수신기의 평균 비트 오류율  $P_{e1}$ 을 나타낸다. 이때 각 안테나에 수신되는 신호의 특성은 상호 독립이라고 가정한다. 그림에서 동일 이득 결합 수신기의 평균 오류율은 선택 다이버시티 수신기에 비해 전체적으로 작으며, 특히 안테나 수가 증가함에 따라 이 두 다이버시티 수신기에 대한 평균 오류율 사이의 간격을 더욱 넓어진다. 이는 동일 이득 결합 수신기의 경우에 있어 다이버시티 차수의 증가에 따른 평균 오류율의 감소가 선택 다이버시티 수신기의 경우보다 크기 때문이다.



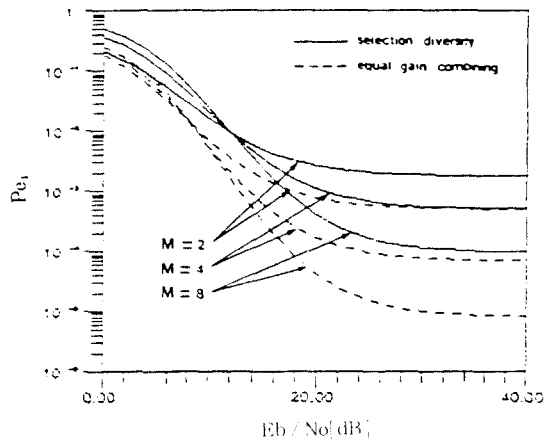
(a)  $M=2, K=15, N=255, L=4$ , random sequences



(b)  $M=2, K=15, N=255, L=4$ , random sequences



(c)  $M=2, K=15, N=255, L=4$ , random sequences



(d)  $M=2, K=15, N=255, L=4$ , random sequences

그림 4. M ary FSK DS/SSMA 시스템의 근사적인 평균 비트 오류율  $P_{e1}$   
 Fig 4. The approximation  $P_{e1}$  to the average bit error probability for a M ary FSK DS/SSMA system

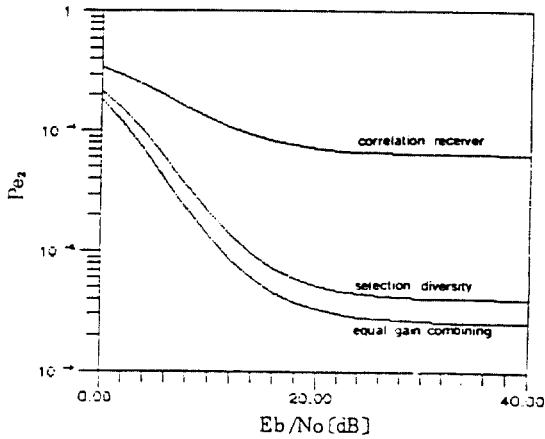


그림 5. M-ary FSK DS/SSMA 시스템의 근사적인 평균 비트 오류  $P_{e2}$   
 ( $M=2, K=15, N=255, L=4$ , random sequences)  
 Fig 5. The approximation  $P_{e2}$  to the average bit error probability for a M-ary FSK DS/SSMA system, ( $M=2, K=15, N=255, L=4$ , random sequences)

그림 4(c)는 심볼 당 코드 길이  $N$ 에 따른 각 다이버시티 수신기의 근사적인 평균 비트 오류를 나타내며, 예상할 수 있는 바와 같이  $N$ 의 증가에 따른 오류의 감소를 관찰할 수 있다.

그림 4(d)는 신호의 수  $M$ 에 따른 각 다이버시티 수신기의 근사적인 평균 비트 오류  $P_e$ 을 비교한 것이다. 그림에서 시스템의 감소 한계 오류(irreducible error probability)  $P_{irr}$ 은  $M$ 이 증가함에 따라 점차 감소한다.  $M$ 의 증가에 따른  $P_{irr}$ 의 이같은 감소는  $M$ 의 증가에 따른 주파수 대역의 증가와 시스템 실행의 복잡성을 보상해주는 것이다.

그림 5는 랜덤 변수  $L$ 을 상수로 취급할 수 없는 보다 일반적인 채널 상태에서의 M-ary FSK DS/SSMA 시스템의 각 수신기에 대한 근사적인 평균 비트 오류  $P_{e2}$ 을 나타낸다. 이를 그림 4(a)와 비교하면 상관 수신기의 경우만이 채널 상태에 관계없이 평균 오류가 거의 같으며, 나머지 경우에는 랜덤 변수를 상수로 취급할 수 없는 보다 일반적인 채널 상태에서 모두 평균 오류가 더 큼을 알 수 있다.

#### IV-2. 절환 신호 방식 FSK DS/SSMA 시스템

표 1은 랜덤 변수  $L$ 을 상수로 취급할 수 있는 채널 상태에서  $S$ 개의 가지로 구성된 수신기를 갖는 절환 신호 방식 FSK DS/SSMA 시스템의 근사적인 평균 비트 오류  $P_{e1}$ 를 각 수신 구조에

표 1. S개의 가지로 구성된 수신기를 갖는 절환 신호 방식 FSK DS/SSMA 시스템의 근사적인 평균 비트 오류  $P_{e1}$ ( $K=15, N=255, L=4$ , 랜덤 시퀀스)

Table 1. The approximation  $P_{e1}$  to the average bit error probability for a FSK DS/SSMA system employing commutation signaling with a receiver consisting of  $S$  branches ( $K=15, N=255, L=4$ , random sequences)

Eb / No [dB]	Correlation Receiver			Selection Diversity Receiver			Equal Gain Combining Receiver		
	S=1	S=4		S=1	S=4		S=1	S=4	
2	2.92	2.93	$\times 10^{-1}$	1.48	1.49	$\times 10^{-1}$	1.16	1.17	$\times 10^{-1}$
4	2.42	2.43	$\times 10^{-1}$	9.30	9.34	$\times 10^{-2}$	6.36	6.43	$\times 10^{-2}$
8	1.58	1.60	$\times 10^{-1}$	2.94	2.96	$\times 10^{-2}$	1.46	1.50	$\times 10^{-2}$
12	1.07	1.09	$\times 10^{-1}$	9.31	9.43	$\times 10^{-3}$	3.54	3.71	$\times 10^{-3}$
16	8.27	8.41	$\times 10^{-1}$	4.10	4.17	$\times 10^{-3}$	1.32	1.41	$\times 10^{-3}$
20	7.20	7.34	$\times 10^{-2}$	2.61	2.67	$\times 10^{-3}$	7.77	8.40	$\times 10^{-4}$
30	6.53	6.67	$\times 10^{-2}$	1.90	1.95	$\times 10^{-3}$	5.35	5.84	$\times 10^{-4}$
$\infty$	6.46	6.60	$\times 10^{-2}$	1.83	1.87	$\times 10^{-3}$	5.12	5.59	$\times 10^{-4}$

\*  $T_m = ST - T_c$

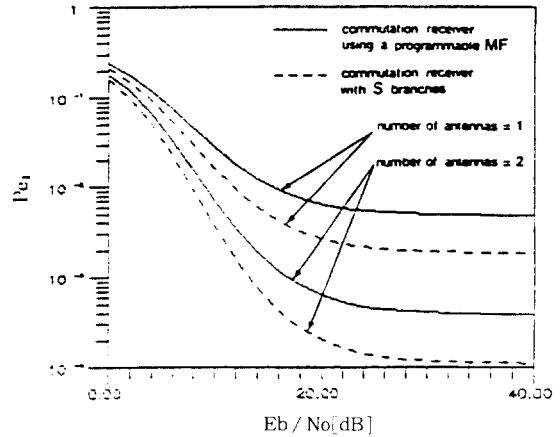
대해 비교하고 있다. 이때  $S=1$ 은  $T_m=T-T_c$ 인 경우, 즉 절환 신호 방식을 채용하지 않는 경우를 나타내며, 이는 그림 4(a)와 같은 경우이다. 또  $S=4$ 는  $T_m=4T-T_c$ 인 경우로 절환 신호 방식을 실제로 채용한 경우를 나타낸다. 표에서 모든 수신 구조에 대해  $S=1$ 인 경우보다  $S=4$ 인 경우가 평균 오류가 약간 크나 그 차이는 매우 작음을 알 수 있다. 따라서  $S$ 개의 가지로 구성된 수신기를 갖는 절환 신호 방식의 시스템은  $ST > T_m$ 이 되도록 가지의 수  $S$ 를 결정함으로써 데이터의 비트 폭  $T$ 가  $T_m$ 보다 작은 경우 발생할 수 있는 심볼간 간섭을 극복할 수 있는 유효한 시스템임을 확인할 수 있다.

그림 6은  $L$ 을 상수로 취급할 수 있는 채널 상태에서 절환 신호 방식을 채용한 FSK DS/SSMA 시스템의 근사적인 평균 오류  $P_{e1}$ 을 나타내고 있다.

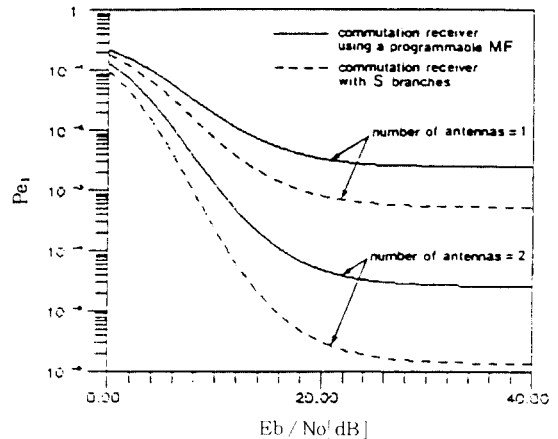
먼저 그림 6(a)는 선택 다이버시티 수신기의 평균 오류를 나타낸다. PMF를 이용하는 경우 다이버시티 차수가 감소하며 이에 따라 그림과 같이 PMF를 이용한 수신기를 갖는 시스템의 평균 오류는  $S$ 개의 가지로 구성된 수신기를 갖는 경우에 비해 약간 크게 된다. 그러나 그 경우 수신기의 구조는  $S$ 개의 가지로 구성된 수신기에 비해 상대적으로 간단해지는 장점이 있다.

그림 6(b)는 동일 이득 결합 수신기의 근사적인 평균 오류를 나타낸 그림이다. 동일 이득 결합 수신기에 있어 PMF를 이용한 경우와  $S$ 개의 가지로 구성된 경우에 대한 평균 오류 사이의 간격은 그림 6(a)의 선택 다이버시티 수신기에서의 그 둘 사이의 간격보다 더 넓음을 알 수 있다. 이는 PMF를 이용하는 경우 다이버시티 차수가 감소하고 또 그림 4.1(b)에서 살펴본 것처럼 동일 이득 결합 수신기의 경우에 있어 다이버시티 차수의 감소에 따른 평균 오류의 증가가 선택 다이버시티 수신기의 경우보다 크기 때문이다.

그림 6에서는  $S=2$ 인 경우만을 다루었다. 그러나 평균 경로 전력이 큰 신호들이 작은 지연시간



(a)  $S=2, K=15, N=255, L=4$ , random sequences, selection diversity



(b)  $S=2, K=15, N=255, L=4$ , random sequences, selection diversity

그림 6. 절환 신호 방식 FSK DS/SSMA 시스템의 근사적인 평균 비트 오류  $P_{e1}$   
 Fig. 6. The approximation  $P_{e1}$  to the average bit error probability for a FSK DS/SSMA system employing commutation signaling

으로, 수신기에 도달하는 특성의 채널에서는 PMF를 이용한 수신기를 갖는 시스템의 오류가 부시퀀스의 수  $S$ 가 보다 큰 경우에도 크게 증가하지 않을 것으로 생각되며 그러한 채널에서는 이러한 구조의 수신기가 매우 효율적인 것이 될 것이다.

표 2. S개의 가지로 구성된 수신기를 갖는 절환 신호 방식 FSK DS/SSMA 시스템의 근사적인 평균 비트 오류  $Pe_2$ (K=15, N=255, L=4, 랜덤 시퀀스)

Table 2. The approximation  $Pe_2$  to the average bit error probability for a FSK DS/SSMA system employing commutation signaling with a receiver consisting of S branches (K=15, N=255, L=4, random sequences)

Eb/No [dB]	Correlation Receiver			Selection Diversity Receiver			Equal Gain Combining Receiver		
	S=1	S=4		S=1	S=4		S=1	S=4	
2	2.90	2.91	$\times 10^{-1}$	1.51	1.52	$\times 10^{-1}$	1.19	1.20	$\times 10^{-1}$
4	2.41	2.42	$\times 10^{-1}$	9.75	9.79	$\times 10^{-2}$	7.05	7.11	$\times 10^{-2}$
8	1.57	1.59	$\times 10^{-1}$	3.47	3.49	$\times 10^{-2}$	2.23	2.27	$\times 10^{-2}$
12	1.07	1.08	$\times 10^{-1}$	1.35	1.36	$\times 10^{-2}$	8.42	8.58	$\times 10^{-3}$
16	8.21	8.37	$\times 10^{-2}$	7.18	7.26	$\times 10^{-3}$	4.53	4.63	$\times 10^{-3}$
20	7.15	7.31	$\times 10^{-2}$	5.18	5.24	$\times 10^{-3}$	3.29	3.36	$\times 10^{-3}$
30	6.48	6.65	$\times 10^{-2}$	4.13	4.18	$\times 10^{-3}$	2.64	2.71	$\times 10^{-3}$
$\infty$	6.41	6.57	$\times 10^{-2}$	4.02	4.07	$\times 10^{-3}$	2.57	2.64	$\times 10^{-3}$

\*  $T_m = ST - T_c$

표 2는 랜덤 변수 L을 상수로 취급할 수 없는 보다 일반적인 채널 상태에서 S개의 가지로 구성된 수신기를 갖는 절환 신호 방식 FSK DS/SSMA 시스템의 근사적인 평균 비트 오류  $Pe_2$ 를 각 수신 구조에 대해 비교한 것이다. 이를 표 1과 비교하면 상관 수신기의 경우에는 채널 상태에 관계없이 평균 오류가 거의 같으나 다이버시티 수신의 경우에 있어서는 랜덤 변수 L을 상수로 취급할 수 없는 보다 일반적인 채널 상태에서 평균 오류가 더 크음을 알 수 있다.

이와 같은 절환 신호 방식을 채용한 FSK 시스템은 데이터 비트 율의 증가에 따라 길이가 보다 긴 PN 시퀀스를 선택하여 부시퀀스의 수를 늘리면 되므로 M-ary 시스템과 달리 비트 율의 증가에 따른 주파수 대역의 증가없이 심볼간 간섭을 극복할 수 있는 장점이 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는 다중경로 다이버시티 수신을 행하는 M-ary FSK DS/SSMA 시스템과 절환 신호 방식 FSK DS/SSMA 시스템의 평균 비트

오류를 평가하였다. 평균 비트 오류에 관한 식은 가우스 근사법에 의해 구하였으며 그 결과식을 이용해 수치적인 분석을 행하였다. 그에 따라 다음과 같은 결과를 얻었다.

1. 다이버시티 수신기는 첫번째 경로의 신호 성분만을 이용하는 상관 수신기에 비해 평균 비트 오류가 매우 작으며, 또 두 종류의 다이버시티 중에서 동일 이득 결합수신기의 평균 비트 오류가 보다 작다.
2. Eb/No의 증가를 위해 송신 전력을 증가시키면 다중경로와 다중접속 간섭도 이와 함께 증가하므로 어떤 수신기의 경우에도 Eb/No가 어느 수준을 넘어서면 평균 비트 오류는 더 이상 감소하지 않고 거의 일정한 수준을 유지한다.
3. M-ary FSK 시스템의 경우 신호 수 M의 증가에 따라 감소 한계 오류  $P_{irr}$ 가 감소하며,  $P_{irr}$ 의 이러한 감소는 M의 증가에 따른 주파수 대역의 증가와 시스템 실현의 복잡성을 보상해 주는 것이다.
4. S개의 가지로 구성된 절환 수신기는 심볼간 간섭이 발생하지 않는  $T > T_m$ 인 경우의 한 개의 가지로 구성된 수신기와 거의 비슷한

성능을 보인다.

5. 프로그램 가능한 정합필터를 이용한 절환 수신기는 S개의 가지로 구성된 절환 수신기에 비해 평균 오류율이 약간 크나 수신기의 구조는 상대적으로 간단하다는 장점이 있다.
6. 절환 신호 방식의 FSK 시스템은 비트율의 증가에 따라 길이가 보다 긴 PN 시퀀스를 선택하여 부시퀀스의 수를 늘리면 되므로 M-ary FSK 시스템과 달리 비트율의 증가에 따른 주파수 대역의 증가없이 심분간 간섭을 극복할 수 있다.
7. 프로그램 가능한 정합필터를 이용한 수신기는 지면이 큰 경로를 통과한 신호가 지면이 작은 경로를 통과한 신호에 비해 상대적으로 작은 평균 경로 전력을 갖는 채널에서는 매우 효율적인 구조가 될 수 있다.
8. 다이버시티 수신을 행하는 noncoherent DS/SSMA 시스템은 경로수의 분산이 작아 이를 상수로 취급할 수 있는 채널 상태에서 보다 낮은 평균 오류율을 갖는다.  
결과적으로 다중경로 페이닝 채널에서 전체적인 간섭은 다중 경로에 의해 증가하지만 이러한 부가적인 간섭은 원하는 송신기로부터 다중 경로를 통해 도달한 신호 성분들을 분해하여 다이버시티 수신에 이용함으로써 보정될 수 있으며, 또 M-ary 신호 방식과 절환 신호 방식을  $T < T_m$ 인 경우에 발생할 수 있는 심분간 간섭을 극복할 수 있는 유용한 신호 방식임을 확인할 수 있다.

### 참 고 문 헌

1. R. E. Kahn, S. A. Gronemeyer, J. Burchfiel and R.

C. C. Kunzelman, "Advances in packet radio technology", Proc. IEEE, pp.1468-1496, Nov. 1978.

2. M. Kavehrad and McLane, "Performance of low-complexity channel coding and diversity for spread spectrum in indoor, wireless communications", AT&T Tech. Jour., pp.1927-1965, Oct. 1985.

3. G. L. Turin, "Introduction to spread spectrum anti-multipath techniques and their application to urban digital radio", Proc. IEEE, pp.328-353, Mar. 1980.

4. H. Xiang, "Binary code-division multiple access systems operating in multipath fading, noisy channels", IEEE Tran. Comm., pp.775-784, Aug. 1985.

5. M. Kavehrad and B. Ramamurthi, "Direct-sequence spread spectrum with DPSK modulation and diversity for indoor wireless communications", IEEE Tran. Comm., pp. 224-236, Feb. 1987.

6. J. S. Lehnert and M. B. Pursley, "Multipath diversity reception of spread spectrum multiple-access communications", IEEE Tran. Comm., pp.1189-1198, Nov. 1987.

7. G. L. Turin, "Commutation signaling an antimultipath technique", IEEE J. Select. Area. Comm., pp.548-562, July 1984.

8. H. Hashemi, "Simulation of the urban radio propagation channel", IEEE Tran. Vehic. Tech., pp.213-225, Aug. 1979.

9. 안재영, Noncoherent DS/SSMA 통신의 다중경로 다이버시티 수신 특성, 연세대학교 대학원 전기통신과 석사학위논문, 1989. 6.

10. J. G. Proakis, Digital Communications, New York : McGraw Hill, 1983.

11. N. Nazari, R. Ziomer, and J. Liebetreu, "The effects the code period on the performance of asynchronous direct sequence multiple-access spread spectrum systems" Proc. GLOBECOM' 87, pp.625-629, 1987.





黃金 燦 (Keum Chan WHANG) 正會員  
1944年 7月 18日生  
1967年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 卒業  
(工學士)  
1975年 6月 : 美國 Polytechnique Institute  
of New York 大學院 (工學碩士)  
1979年 6月 : 美國 Polytechnique Institute  
of New York 大學院 (工學博士)  
1979年 6月 ~ 1980年 9月 : 大田機械會  
先任研究員  
1980年 9月 ~ 現在 : 延世大學校 電氣工學  
科 教授

安 載 泳 (Jae Young AHN) 正會員  
1961年 1月 24日生  
1983年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 (工  
學士)  
1985年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 大學  
院 (工學碩士)  
1989年 8月 : 延世大學校 電氣工學科 大學  
院 (工學博士)  
1989年 9月 ~ 現在 : 韓國電子通信研究所  
衛星通信開發團 先任研究員



李 在 庚 (Jae Kyoung LEE) 正會員  
1959年 7月 4日生  
1983年 2月 : 崇田大學校 電氣工學科 卒業  
(工學士)  
1985年 8月 : 延世大學校 電氣工學科 大學  
院 (工學碩士)  
1985年 9月 ~ 現在 : 延世大學校 電氣工學  
科 大學院 博士課程