

이동무선통신을 위한 주파수 도약부호분할 다중접근에 관한 연구

正會員 韓 榮 烈*

A Study on Frequency-Hopped Code Division Multiple Access for Mobile Radio

Han Young Yeul* *Regular Member*

要 約 본 논문에서는 이동무선통신을 위한 FH/MFSK 시스템의 새로운 수신장치를 제시하였다. 새로운 수신기는 불필요한 모든 주파수채널의 에너지검출을 감소시키므로써 수신장치의 구성을 용이하게 한다. 이 시스템의 성능분석은 유니언바운드를 사용하여 에러확율을 도출하고 동시이용자수에 대하여 워드에러확율을 최소화시키는 최적메세지비트수를 구하였다. 이 방식은 메세지비트수를 변화시킬 수 있는 점에서 FH/MFSK시스템의 일반화라 할 수 있고 설계자에게 장치구성의 유연성을 증가시킨다. 에러확율은 대역폭과 반복전송수가 일정할 경우 산출도시하였고 에러정정부호를 사용하는 효과도 고려하였다.

ABSTRACT In this paper, a new receiver for a frequency-hopped multilevel FSK system for mobile Communications is presented. This new receiver provides an implementation advantage by eliminating unnecessary energy detection of all the frequency channels. A performance analysis of the proposed system is carried out by using the union bound. We show that an optimum number of message bits that minimize the word error probability exists for a given number of simultaneous users. This scheme is a generalization of the MFSK system, that allows the message bits to be varied, making it possible for designers to increase the flexibility of implementation. Error probabilities are calculated in the case of fixed bandwidth and fixed tone repetition number. The effect of using error-correcting coding is considered.

I. 서 론

FH/MFSK 통신방식을 이동무선시스템에 적용시키려는 시도는 비터비(viterbi)논문발표이

래 Goodman과 Einarsson 등에 의하여 연구되어 왔다.^(1,2) 여러 이용자가 부호분할다중접근 방식을 이용하기 위해서는 각 이용자에게 고유번지가 부여되고, 입력데이터는 번지와 결합하여 도약주파수를 결정한다. 수신자는 고유번지를 알기 때문에 신호를 복조할 수 있으나 다른 이용자에 의한 주파수 간섭으로 복호기는 오류를 범할 수 있다. 주파수간섭은 동일 주파수대역을 여러 이용자가

*漢陽大學校 電子通信工學科
Dept. of Elec. Comm. Eng. Hanyang Univ.
論文番號 : 89-22(接受1989. 1. 25)

사용하므로써 발생하고, 번지들간의 상호상관함수를 최저로 하므로써 줄일 수 있으나 이용자의 수에도 영향을 받는다.⁽²⁾

이제부터 검토된 복조방식은 모든 주파수채널의 신호에너지 유무를 검출하는 방식이 제안되었으나 이 방식은 매우 복잡하다는 것이 일반적 견해이다.^{1) 3)} 본 논문에서는 입력되는 데이터의 속도를 일정히 유지하면서 번지의 비트수와 결합되는 메세지비트수를 번지의 비트수보다 적게 하므로써 수신장치의 간략화를 제시하였다.

또한 이 수신장치의 성능을 유니언바운드(union bound)를 이용하여 오류확률의 상한을 구하였다. 복호기에서는 자기의 번지와 메세지이진수의 순열을 사용하므로 복호신호는 수신뱅크내에 있고 모든 주파수 채널을 검토할 필요가 없게 된다.

오류확률을 산출하기 위하여 주파수대역폭과 주파수채널수가 주어졌을 경우 번지비트수와 결합되는 메세지비트수의 변화에 따른 메세지반복전송수를 구하고 이용자의 수를 일정히 하였을 경우 최적메세지비트수를 도출하였다. 또한 반복전송주파수와 주파수채널수를 일정히 할때 셀룰라이동무선 통신에서 검토되고 있는 대역폭 20MHz와 주파수채널수 256을 중심으로 도표를 작성하여 도시하였다. 마지막으로 해밍에러정정부호를 사용할 때 성능을 검토하였다.

II. 시스템구성

FH/MFSK 시스템의 주파수채널수는 번지비트수를 K라 할때 2^K 채널로 구성되어 모든 주파수채널을 도약시킬 수 있다. 2^K 의 도약주파수가 직교 sine wave를 이루기 위하여 한도약주파수의 길이(duration)는 전체 주파수대역폭 WHz를 2^K 로 나눈 주파수간격의 역수이어야 한다. 입력되는 데이터속도는 일정하기 때문에 도약주파수속도에 맞추기 위하여 메세지블록의 반복전송이 필요하다. 이용자의 수는 주파수채널수와 같거나 적으며 시스템설계에 따라 결정된다. 동일한 주파수대역내 많은 이용자가 이용하면 이용자 사이에 주파수간섭이 많아져 오류확률이 높아지고 이용자가

적으면 오류확률은 낮아져 통신의 질을 높일 수 있다. 신호의 복조에 필요하고 도약주파수를 결정하여 주는 번지비트수는 전주파수대역폭을 도약시키기 위하여 K비트의 번지가 각이용자에게 배당되며, 입력되는 데이터속도와 K비트의 번지와 결합되는 메세지비트수에 의하여 메세지반복전송수가 결정된다.

각이용자에게 배당되는 번지는 상호상관함수가 적은 것을 택하여야 하지만 여기서는 수학해석의 편의상 한도약주파수가 선택되는 평균확률이 $1/2^K$ 가 되게 번지를 택하는 랜덤번지(random address)를 택하여 해석하였다. 그림1은 송신기의 구성도이다. 도약주파수대역폭을 WHz, 번지의 비트수를 K비트라 하면, 도약주파수간격과 도약주파수 속도는 각기

$$V = W / 2^K H_z, \quad r = \frac{1}{V} \text{ bits / sec} \quad (1)$$

이고, 한도약주파수길이는 $\tau = 1/r$ 이다. 입력데이터는 부호어 완충기에 저장되어 $N(N \leq K)$ 비트이고 X_m^n 메세지부호로 되고 L개 K비트번지와 Mod(2^K)함연산하여 톤발생기에 입력되고 도약주파수를 발생한다.

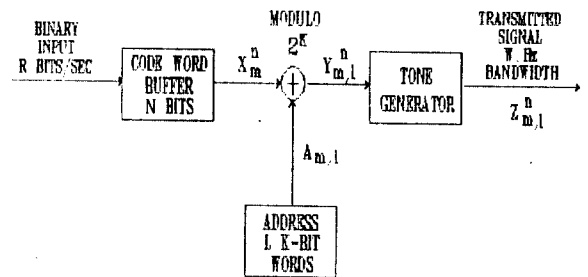


그림 1. Block Diagram of the Transmitter

그림1에서 톤발생기에 들어가는 入力은

$$Y_{m,l}^n = X_m^n \oplus A_{m,l} \quad (2)$$

이고, m은 특정 이용자를 나타내며 m이용자의

1번째번지는 Am, l 이다. X_m^n 은 m 이용자에게 해당하는 메시지로 N 비트로 구성되는 임의의 이진수가 될 수 있다. 그러면 도약주파수는 2^K 도약주파수 중 2^N 개중 하나가 될 것이다. 하나의 메시지의 L 번 반복되는 시간을 T 초라하면

$$T = L\tau \quad (3)$$

이다. 이것은 무선통신에서 사용하는 대역폭 20 MHz에 주파수채널을 256을 생각할때 $Tg\tau$ 보다 크기 때문에 생기는 결과이다. 입력되는 데이터속도와 출력되는 도약주파수의 속도를 일치시키기 위하여서는 N 비트 송출할 사이에 RT 비트가 초당 나가야하므로 다음 식이 성립된다.

$$R = \frac{N}{T} \text{ bit / sec.} \quad (4)$$

반복전송수는 식(1),(3),(4)을 이용하여 다음과 같다.

$$L = \frac{W}{2^k} \frac{N}{R} \quad (5)$$

다음 이제까지 연구되어온 수신장치와 새로히 제안한 수신장치를 비교검토한다. 이제까지 연구 검토되어온 수신장치는 K 비트의 번지와 메시지부호를 $\text{Mod}(2^K)$ 합연산하여 도약주파수를 결정하고 이도약주파수는 2^K 도약주파수중 임의의 하나의 도약주파수가 될 수 있다. 그러므로 송출된 도약주파수를 찾기 위해서는 모든 도약주파수를 받아 송출된 신호를 찾아 내야하므로 장치화의 복잡성과 아울러 다음에 설명하는 바와 같이 오류의 발생이 커질수 있다. L 번 반복전송되는 K 비트의 신호는 다른 이용자도 같은 전송방법으로 신호를 송출하게 되므로 수신측에서 2개의 주파수채널에서 L 개의 모두찬 신호를 검출할 경우가 생기게 된다. 그림2는 사용자 m 과 다른 이용자에 의한 도약주파수와 신호검출관계를 보여주고 있다.

여기서는 수신신호 $Y_{m,l}$ 에서 Am, l 을 빼것으로 하였고 $K=3$ 이고 L 이 4일때 표시하고 있다. 사용자 m 의 번지는 (1, 2, 4, 3)이다.

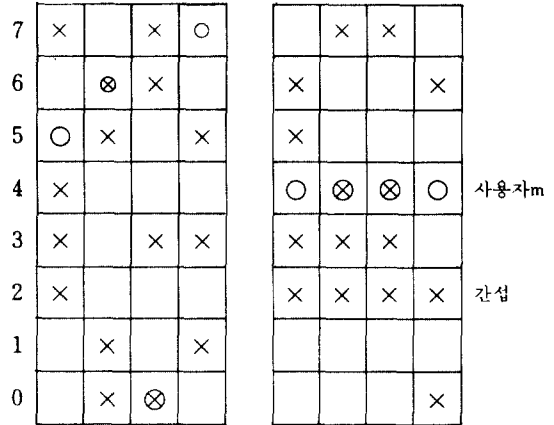


그림 2. 주파수도약형태와 검출행렬

4×8 검출행렬에서 보듯이 다수결논리 즉 많은 신호를 가진열을 신호로 간주할때 2와 4중 어느것을 신호로 간주하여야할지 불분명하다. 그러면 지금 번지에 결합되는 메시지의 비트수를 적게할 경우 수신장치는 그림3과 같이 구성할 수 있다. 다만 메시지비트수를 번지비트수 보다 적게 하므로 동일한 입력데이터속도에 대하여 반복전송수가 적어지고, 대역통과파기를 $Am, l \oplus X_m^n, 1 < n < 2^N$ 에 맞추어 놓으면 수신신호는 2^N 수신뱅크내에 존재할 것이다. 예로 $K=3, N=2$ 일때, 번지가(1, 2, 3, 4)이면 수신기의 대역통과 필터를 (0.1), (2, 3) (4.0) (3,4)에 맞추어 2개의 수신뱅크를 사용하면 수신신호는 항상 두수신뱅크내에 존재할 것이다. 그리고 2^N 수신뱅크 이외에 L 개 신호가 있더라도 이것은 고려대상이 되지 않는다. 우리는 신호가 2^N 개의 수신뱅크내에 있음을 알고 있으므로 검출 오류가 2^N 뱅크내에 이루어지며 나머지 $2^K - 2^N$ 주파수채널의 신호검출은 필요치 않다.

III. 성능검토

송신장치와 수신장치는 통신을 하기전 동기신호에 의하여 비트단위로 동기되었다고 가정한다. 송신기에서 송출된 신호가 수신기에서 에러를

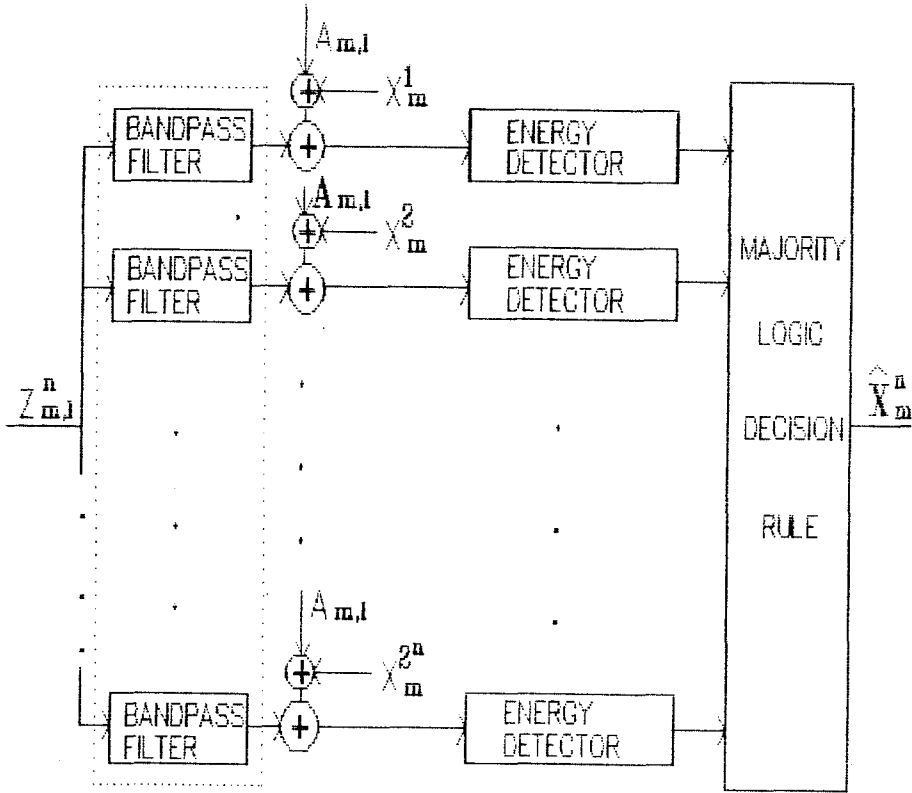


그림 3. Block Diagram of the Receiver

발생시키는 경우는 여러 이용자에 의한 주파수간 섭과 잡음에 의한 것으로 $2^N \times L$ 검출행열중 가장 많이 신호가 검출된 열의 수신뱅크를 송신한 신호로 간주한다. 번지배당을 랜덤코딩으로 배당하고 메세지 발생확율이 균일하고 상호독립이면 L개의 행중 하나의 행만을 생각할 경우 2^N 의 열중 임의의 하나의 열에 신호를 보내지 않을 확율은

$$\left(1 - \frac{1}{2^K} \frac{2^N}{2^K}\right), N \leq K \quad (6)$$

이다. M이용자가 통신을 할 경우 2^N 열중 임의의 하나의 열에 (M-1)이용자가 신호를 보내지 않을 확율과 보낼 확율은 각기

$$\left(1 - \frac{2^N}{2^{2K}}\right)^{M-1}, 1 - \left(1 - \frac{2^N}{2^{2K}}\right)^{M-1} \quad (7)$$

이 된다. 전송도중 잡음에 의하여 송신된 신호가 검출되지 않을 확율을 P_M 이라 하면 수신검출행렬에서 2^N 의 열중 임의의 열에 신호가 존재할 확율 P는 다음과 같다.

$$P = 1 - \left(1 - \frac{2^N}{2^{2K}}\right) (1 - P_M) \quad (8)$$

신호를 보내지 않았을때 잡음전력에 의하여 신호로 검출되는 확율 P_F 일때 P는 P_F 을 감안하여

$$P_I = P + P_F - PP_F \quad (9)$$

된다. L개의 행 모다 신호가 옳지 않은 수신뱅크에 검출된 확율은 다음과 같다.

$$P(L) = P_I^L \quad (10)$$

그러므로 옳은 수신뱅크외에 2^N-1 수신뱅크중 적어도 하나이상 완전히 신호가 검출될 확율은 유니언 바운드에 의하여

$$P_w \leq (2^N-1)P_f^1 \quad (11)$$

이 된다. 잡음이 없는 경우는 P_M, P_F 를 0으로 놓으면 된다. 이 식은 메시저워드에러확율의 상한식이다. 비트에러확율 P_b 와 워드에러확율 P_w 에는 다음 식이 성립한다.

$$P_b = \frac{2^{K-1}}{2^K-1} P_w \quad (12)$$

잡음이 존재할때 수신신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} H_0: r(t) &= n(t), 0 \leq t \leq \tau \\ H_1: r(t) &= s(t) + n(t), 0 \leq t \leq \tau \end{aligned} \quad (13)$$

$s(t)$ 는 송신된 신호이고 $n(t)$ 는 잡음이다. MFSK 수신장치로 주로 쓰이는 noncoherent detector를 통과해 나온 r 의 포락선의 확율밀도함수는 잡음만이 존재할때

$$f(r|H_0) = \frac{r}{N_0/2} e^{-r^2/N_0}, r \geq 0 \quad (14)$$

이고, 신호와 잡음이 존재할때 확율밀도함수는

$$\begin{aligned} f(r|H_1) &= \frac{r}{N_0/2} e^{-(r^2+E)/N_0} I_0\left(\frac{2\sqrt{E}r}{N_0}\right) \\ r &\geq 0 \end{aligned} \quad (15)$$

이다. 여기서 $N_0/2$ 는 잡음의 two-sided spectral density이고 I_0 는 modified Bessel function of the first-kind zero order이다. 그러므로 임계값을 r 라 할 때

$$P_F = \int_{\gamma}^{\infty} \frac{r}{N_0/2} e^{-r^2/N_0} dr = e^{-\gamma^2/N_0} \quad (16)$$

이고 P_M 은

$$P_M = 1 - \int_{\gamma}^{\infty} \frac{r}{N_0/2} e^{-(r^2+E)/N_0} I_0\left(\frac{2\sqrt{E}r}{N_0}\right) dr \quad (17)$$

이다. $X = \frac{r}{\sqrt{N_0/2}}, \alpha = \frac{\sqrt{E}}{\sqrt{N_0/2}}$ 로 놓으면

$$\begin{aligned} P_M &= 1 - \int_{\gamma/\sqrt{N_0/2}}^{\infty} X e^{-(X^2+\alpha^2)/2} I_0(\alpha X) dx \\ &= 1 - Q\left(\frac{\sqrt{E}}{\sqrt{N_0/2}}, \frac{\gamma}{\sqrt{N_0/2}}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

이고 Q 는 marcum's Q -함수로 다음과 같다.

$$Q(\alpha, \beta) \triangleq \int_{\beta}^{\infty} X e^{-(X^2+\alpha^2)/2} I_0(\alpha X) dx \quad (19)$$

N 비트정보가 L 번 반복전송 되었을 때 symbol 에너지가 E 이므로 비트 에너지와는 다음 관계식이 성립한다.

$$E = \frac{NE_b}{L} \quad (20)$$

P_M 과 P_F 의 관계는 윗식으로부터

$$P_M = 1 - Q\left(\frac{\sqrt{2NE_b}}{\sqrt{LN_0}}, \sqrt{-2 \ln P_F}\right) \quad (21)$$

이 된다. 다음 블록에러정정부호를 사용할 때 블록에러정정부호의 비트에러확율의 상한식을 적으면 다음과 같다(4).

$$P_b < \frac{1}{k} \sum_{d=d_{min}}^n B_d P_d \quad (22)$$

n 은 부호의 비트수이고, k 는 정보비트수, d_{min} 은 부호어의 최소해밍거리이다. B_d 는 영으로 구성된 부호어와의 해밍거리로 메시지에 포함된 1의 수이다. P_d 는 d 가 각기 우수, 기수일때 다음과 같다.

d 가 우수일때

$$Pd = \frac{\sum_{e=(d/2)+1}^d \binom{d}{e} P^e (1-P)^{d-e} + \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} P^{d/2}}{(1-P)^{d/2}} \quad (23)$$

d가 기수일때

$$Pd = \sum_{e=(d+1)/2}^d \binom{d}{e} P^e (1-P)^{d-e} \quad (24)$$

이다. P는 BSC채널의 크로스오버 확률이다.(crossover probability).

이동무선전화통신의 경우 일방통로(one-way) 대역폭 20MHz, 입력데이터속도 32Kb/s, 주파수 채널수가 각각 256, 512이면 반복전송수 L과 메세지비트수 N과의 관계는 다음과 같다. 여기서 L은 정수만을 택하였다.

도표 1. N에 따른 반복전송수

$2^k = 256$		$2^k = 512$	
N=3	L=7	N=4	L=3
N=4	L=9	N=5	L=4
N=5	L=12	N=6	L=5
N=6	L=14	N=7	L=8
N=7	L=17	N=8	L=9
N=8	L=19	N=9	L=11

그림 4는 입력데이터속도를 32Kb/s로 하고 대역폭을 20MHz로 할 경우 도표1에서 구한 반복전송수 L과 메세지비트수 N을 사용하여 잡음이 없는 경우 식(11)로부터 에러확율을 구한 것을 이용자 M을 변수로 하여 도시하였다. 그림4에서 보는 것과 같이 이용자가 50, 100, 150, 200명일 때 가장 적은 에러확율을 나타내는 최적메시지비트수는 5비트이고, 이용자가 250명일 때 4비트가 된다. 이러한 결과는 반복전송수가 메세지비트수에 따라 변화하기 때문에 결정된다. 그림 5와 6은 잡음이 없는 경우 시스템 성능으로 그림

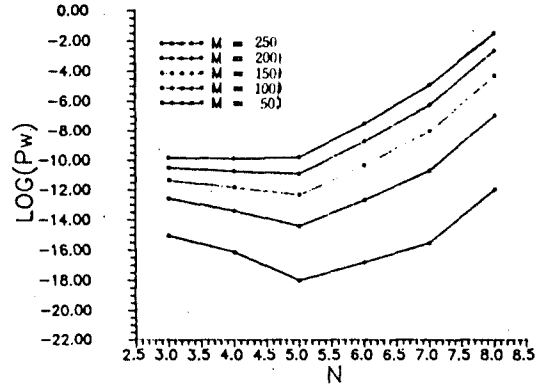


그림 4. Word Error Probability as a Function of N and M For a System With $w=20\text{Mhz}$ and $K=8$

5는 대역폭 20MHz, 주파수 채널수가 512일때 이용자수를 100명단위로 에러확율을 구한 것으로 초벽 에러확율이 되는 메세지비트수는 5비트이다. 다음

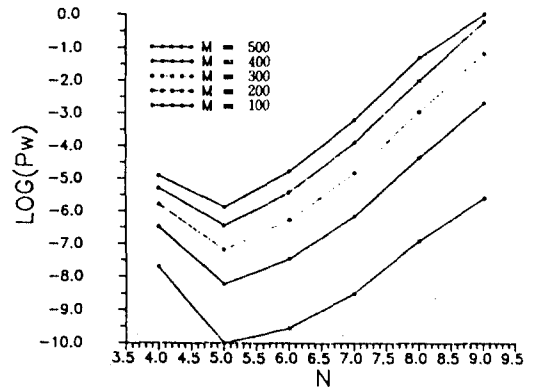


그림 5. Word Error Probability as a Function of N and M For a System With $w=20\text{Mhz}$ and $K=9$

그림6은 이용자가 100이고 K가 8일때 L을 3부터 8까지 변화할때 N을 변수로 하여 에러확율을 도시하였다. 이경우 주파수채널수는 256으로 반복전송수에 따라 주파수대역폭은 변화한다. 그림 6에서 보는 바와같이 워드에러확율은 L이 증가하

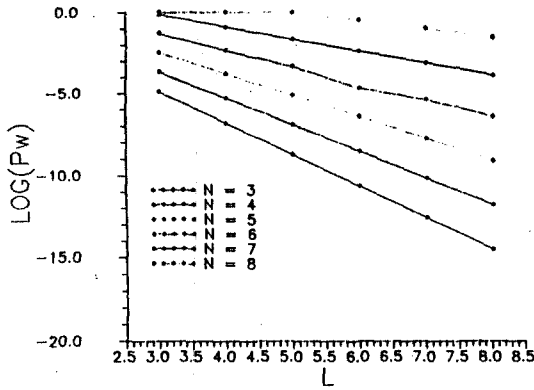


그림 6. Word Error Probability as a Function of L and N With M=100 and K=8

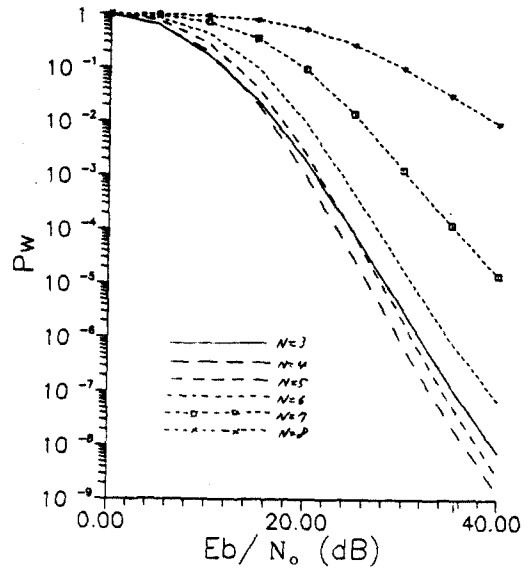


그림 8. 신호대잡음비에 따른 오류확률(M=200)

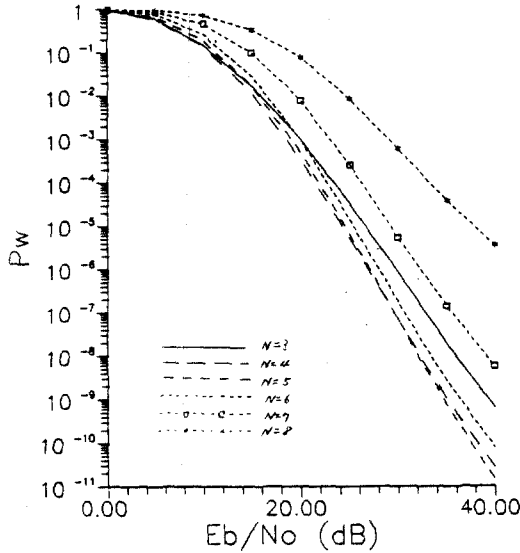


그림 7. 신호대잡음비에 따른 오류확률(M=100)

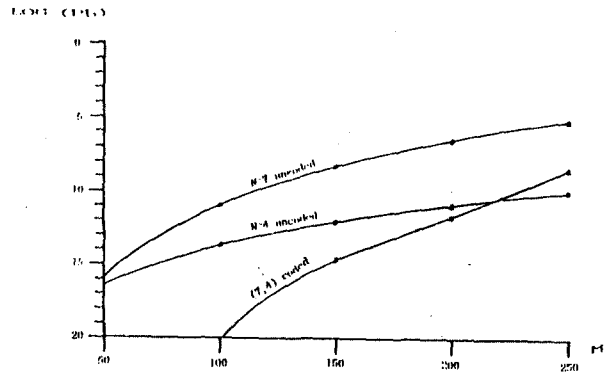


그림 9. Bit Error Probability of Coded and Uncoded System

고 N이 감소할때 에러확률도 거의 선형적으로 감소하고 있다. 그림7,8은 잡음이 존재할 경우 $P_F = 10^{-3}$, 동시이용자수가 각기 100명, 200명일때 N과 신호대잡음비 E_b/N_0 를 변수로 워드에러확률을 구하여 도시하였다. 그림7에서 신호대잡음비가 커질수록 성능이 개선되었으며 최적비트수는 신호대잡음비 30dB을 전후로 30dB 이전에는 최적

메세지비트수는 4이고, 30dB 이후에는 5비트가 된다. 그러나 그림8에서는 신호대잡음비 40dB까지는 최적비트수가 4이다. 그림9는 발산다항식이 $g(p) = p^3 + p^2 + 1$ 인 순회해밍부호인^(7,4) 부호를 사용할때와 부호화되지 않은 잡음이 없는 경우를 대비 비트에러확률을 도시하였다.

IV. 결 론

반복전송을 시도하는 FH/MFSK시스템에서 수신장치를 제안하고 에러확율의 상한식을 구하였다. 주파수대역폭이 일정한 경우 메세지비트수에 따른 반복전송수를 구하고, 대역폭 20MHz, 입력 데이터속도 32kb/s에서 잡음이 있는 상태와 없는 상태에서의 최적메세지비트수를 도출하였다. 주파수대역폭이 데이터전송속도에 따라 변화할 경우 워드에러확율은 반복전송수가 증가하면 에러확율은 감소하고, 메세지비트수가 증가하면 에러확율은 증가함을 보여 주고 있다. 또한 잡음이 있는 경우 최적메세지비트수는 신호대잡음비와 이용자의 수와 관계됨을 알 수 있다. 해밍부호를 사용한 시스템은 부호화 되지 않은 시스템에 대하여 성능이 우수하나 이용자의 수가 증가함에 따라 부호화 되지 않은 시스템보다 성능이 저하될 수 있다.

(본연구논문은 문교부해외과건 연구비와 한국과학재단 목적기초연구비의 일부로 이루어졌음.)

참 고 문 헌

1. D.J. Goodman, P.S. Henry and V.K. Prabru, "Frequency-Hopped Multilevel FSK for Mobile Radio," Bell System Tech. J. p 1257-1275 Vol. No. 7, Sept. 1980.
2. G. Einarsson, "Address Assignment for a Time-Frequency Coded Spread Spectrum System," Bell System Tech. J. p 1241-1255 Vol. 59, No. 7, Sept 1980.
3. Li. Timor, "Multistage Decoding of Frequency-Hopped FSK System," Bell System Tech. J. p 471-484 Vol. 60, Apr. 1981.
4. R.E. Ziemer and R.L. Peterson, "Digital Communication and Spread Spectrum System," Chapter 12, Wiley Interscience.
5. O.Yue, "Spread Spectrum Mobile Radio 1977-1982," IEEE Trans, on Veh. Tech. Vol. VT-32, No. 1, p 98-105 Feb. 1983.
6. A.J. Viterbi, "A Processing Satellite Transponder for Multiple Access by Low Rate Mobile Users," Proc. Digital Satellite Comm. Conf. Montreal p 166-174, Oct. 1978.



韓榮烈(Young Yeul HAN) 正會員
 1938年6月10日生
 1960年2月: 서울大學校電子工學科卒業
 1976年5月: 미주리州立大學院電子工學
 碩士
 1979年5月: 미주리州立大學院電子工學
 博士
 1980年9月~現在: 漢陽大學校電子通信
 工學科 教授