

# 대역확산통신에서 FH무전기의 상호간섭연구\*

## (A Study on Co-Channel Interference of FH Spread Spectrum Communications)

최은재\*\*, 김제영\*\*, 윤병창\*\*, 배현웅\*\*, 이시창\*\*

### Abstract

This paper considers the mutual interference problem of several users employing the same FH systems in selected multiple user environments. The environment consists of a desired transmitter-receiver pair located in an area where there are M interfering users distributed in accordance with a specified probability density function.

Both coherent Phase-Shift-Keyed and incoherent Frequency-Shift-Keyed modulations are considered.

The general formulas of the average bit error probability are derived. The calculation results are summarized and analyzed. The average bit error probability is highly dependent on the relative location of interferences to the desired link, the time duty factor of the hopping and the number of available channels.

### 제 1 장 서 론

#### 1.1 연구배경 및 목적

C<sup>3</sup>I 체계중에서도 말단부대로부터 최고 지휘

관에 이르기까지 모든 제대에서 필수적으로 사용 되는 무선통신의 중요성은 매우 강조되고 있으며 전자통신의 발달과 함께 전자방해책(ECM)이 다양하게 발달되므로 그에 대한 전자방해방어책

\* 본 연구는 육군사관학교 부설 화랑대연구소의 지원을 받았음.

\*\* 육군사관학교

(ECCM)의 연구가 절실히 요구된다. 특히 군사 통신에 있어서 적의 의도적인 전파방해에 대하여 신뢰성있는 통신로 보장을 위한 대책이 필요하다. 이러한 이유로 선진각국에서는 독자적인 형태의 ECCM 방식을 채택, 전자전 공격에 대응할 수 있는 무전기 및 관련장비들을 연구 개발하고 있다.

현재 선진각국이 ECCM 능력의 중요성을 인식하여 개발하고 있는 기술은 크게 두가지로서 대역확산 변조기법(Spread Spectrum)과 특수 안테나기법(Adaptive Array)이며 대역확산 변조 기법은 주로 새로운 무선장비의 개발시에 사용되고 특수 안테나기법은 주로 현존 무전기의 전파 방해방어능력을 부여하는데 사용된다. 대역확산 변조기법 중에서도 주파수도약 방식이 야전 운영에 적합하므로 차기세대의 야전무기로 채택될 것이 예상된다. 주파수도약 방식은 주파수도약 양상에 따라 주파수가 도약하므로 수개의 통신망을 어떤 거리내에서 동시에 운용할 때에 순간적인 주파수 충돌이 일어나므로 새로운 개념의 상호 간섭현상이 예상된다. 야전 전술용 무전기의 설계 및 개발에 앞서 주파수도약 무전기에 대한 상호간섭 문제는 철저한 연구가 선행되어야 할 것이다.

본 연구의 목적은 주파수도약 무전기의 운용시 무전기의 거리 분포에 따라 발생하는 상호간섭에 대한 평균 비트에러(Average Bit Error) 확률을 계산하는 공식을 유도하고 그 결과를 분석하고자 한다.

## 1.2 연구범위 및 방법

실제 정보전송에 필요한 대역폭 보다 넓은 대역폭으로 정보를 전송하는 방식인 대역확산 변조 기법으로는 DS(Direct Sequence), FH(Frequency Hopping), TH(Time Hopping) 및 이들의 혼합방식이 있다. 이러한 기법의 사용으로 얻을 수 있는 장점으로는

- Anti Jamming
- 낮은 Intercept 확률
- 코드 분할 다중 전송(CDMA)
- 선택 호출(Selective Addressing)
- 정보 비화
- 식별
- Multipath Protection

등이 있다.

대역확산 통신방식 중에서도 야전 전술 무전기로 FH방식을 선호하는 이유는 FH무전기의 필터 특성에 따라 결정되는 Near-Far-Margin이 60~80 dB로서 DS방식보다 양호하며, EMC(Electro-Magnetic Compatibility) 관점에서 볼 때 FH방식은 출력파형이 한 채널에 제한되어 있어 동일 대역을 사용하는 기존의 무전기에 영향을 끼치는 정도가 미약하기 때문이다. 외국의 경우 미국의 SINCGARS-V 계획하에 개발한 야전 전술 무전기, 영국의 Jaguar-V 및 Scimitar, 이스라엘의 VHF-88, 프랑스의 TRC-950 등은 모두 FH방식을 사용한 무전기들이다. 아울러 국내에서도 국방과학연구소 및 방산업체 등에서 FH무전

기에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

송신무전기에 대하여 타 FH무전기에 의한 상호 간섭정도는 다음과 같은 요인들에 의하여 결정된다 :

- 타 무전기의 RF (Radio Frequency) 출력
- 방해하는 타 무전기의 숫자
- 수신무전기로부터 타 무전기의 거리 분포 상태
- 전파 전파(Wave Propagation)의 특성
- 변조방식(Type of Modulation)

FH무전기에 대한 전파방해 효과분석은 1972년 R. H. Pettit<sup>5)</sup>에 의하여 시작되었으며, 상호간섭에 대한 연구는 1978년 S. A. Musa<sup>3)</sup>의 연구, 1981년 D. J. Torrieri<sup>6)</sup>의 연구, 1983년 최세열<sup>7)</sup>의 연구 등이 있다. Musa의 연구에서는 중심무전기로부터 타 무전기의 거리를 S라 할 때 S의 확률 밀도함수(pdf)로 다음과 같이 지수분포를 고려하였다. :

$$P(s) = \begin{cases} \frac{s_0^5}{s^5} \exp \left[ -\frac{5}{4} \left( \frac{s_0}{s} \right)^4 \right], & s > 0 \\ 0, & \text{기타} \end{cases}$$

여기서  $S_0$ 는  $P(s)$ 가 최대가 되는 값이다.

최세열 연구에서 S의 확률밀도함수로 다음과 같은 분포를 고려하였다 :

$$P(s) = \begin{cases} \frac{2s}{(T_1^2 - T_0^2)}, & T_0 \leq s \leq T_1 \\ 0, & \text{기타} \end{cases}$$

본 연구에서는 위 연구들을 더욱 확대시키고자 S의 확률밀도함수로써 더욱 확장된 분포를 고려하였다. 고정된 수신무전기로부터 임의의 거리에 떨어진 송신 FH무전기 신호와 타 FH무전기의 간섭신호가 수신 FH무전기에 도달되었을 때의 간섭 대 신호의 비를 확률변수로 하여 무전기 숫자에 따른 평균 비트에러확률 공식을 유도하고 분석하고자 한다. 확률공식은 Coherent BPSK (Binary Phase Shift Keying)인 경우에는 감마 분포의 특수한 형태인 절삭된 지수분포(Truncated Exponential Distribution)를 고려하였으며, 간섭신호가 Gaussian Random Process인 경우에는 지수분포보다 더욱 확장된 감마분포를 고려하였다. 공식유도 후에는 비트에러 확률에 영향을 주는 요소의 변화에 따른 확률의 추이를 도표화하고 분석하였다.

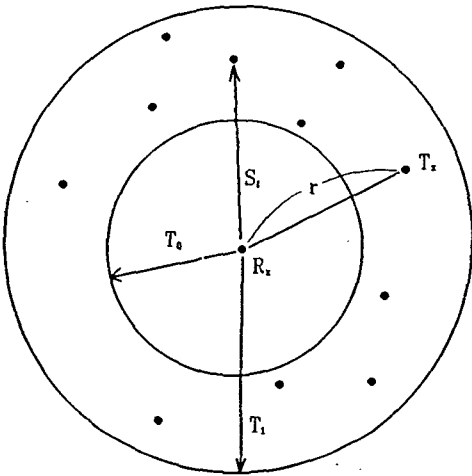
## 제 2 장 본 론

### 2.1 모델선정

본 연구에서는 국방과학연구소 통신분야 연구방향과 미국의 SINCARS-V의 계획하에 개발중인 FH무전기의 개발방향을 참고로 하여 다음과 같이 이상적인 모델을 선정하였다 :

- 그림과 같이 어떤 지역에 송·수신무전기를 포함하여  $M+2$ 개의 무전기가 있으며 수신 무전기가 중심에 있고 중심으로부터 타  $M$ 개 무전기의 거리의 pdf는 감마분포를 따른다.

- 모든 무전기는 동일한 성능의 무전기이다(출력 및 안테나 이득과 높이가 동일)
- 동일한 N개의 채널을 갖고 있다.
- 정보 송수신 기간 동안에 정지상태에 있다.
- 모든 무전기는 asynchronous FH무전기이다.



- $R_r$  : 수신기
- $T_x$  : 송신기
- $T_o$  : 타 무전기가 수신기에 영향을 미치는 최소 거리
- $T_1$  : 타 무전기가 수신기에 영향을 미치는 최대 거리
- $S_l$  : 타 무전기  $l$ 이 수신기에 영향 미치는 거리 ( $l=1, \dots, M$ )

<그림> M+1개의 무전기의 분포

## 2.2 FH시스템의 비트에러(Bit Error) 확률에 관한 일반적인 관계

그림에서 보는 바와 같이 원 내부에 위치한 M

개의 간섭기들을 고려해 보자. 그 간섭기들을 반경 S내에 어떤 동일한 확률분포에 따라 분포되어 있고, 한 개의 간섭기가 반경  $S_l$ 과  $s_l + ds_l$  사이에 위치할 확률은  $P(s_l) ds_l$ 이다. 수신기로부터 거리 S만큼 떨어진 간섭기의 간섭출력비는 다음과 같이 주어진다.

$$X_l = \frac{(P_l G_l G_r) \frac{h_l^2 h_r^2}{S_l^4}}{(P_r G_r G_r) \frac{h_r^2 h_r^2}{\gamma^4}}, \quad 1 \leq l \leq M \quad \dots (1)$$

여기서  $\gamma$ 는 송신기와 수신기 사이의 거리이고,  $P_l, G_l, h_l$ 는 각각 간섭기의 송신력, 안테나 이득, 안테나 높이들이고,  $P_r, G_r, h_r$ 는 각각 송신기의 송신력, 안테나 이득, 안테나 높이들이다. 또한,  $G_r$ 은 수신기의 안테나 이득이고,  $h_r$ 은 수신기의 안테나 높이이다. 본 연구에서는 송신기와 간섭기들은 같은 송신력, 안테나 이득, 안테나 높이들을 가진다고 가정하였다. 따라서, (1) 식은

$$X_l = \frac{\gamma^4}{S_l^4}$$

으로 간략하게 된다.  $f(x_l)$ 을 수신기의 간섭비  $x_l$ 의 확률밀도함수라고 표시하면, 간섭기의 거리  $S_l$ 의 확률밀도함수는

$$P(s_l) = \begin{cases} \frac{4\gamma^4}{s_l^5} f\left(\frac{\gamma^4}{s_l^4}\right), & s_l > 0 \\ 0, & s_l < 0, \quad 1 \leq l \leq M \end{cases} \quad \dots (2)$$

이다. 따라서,  $f(x_i)$ 은  $P(s_i)$ 이 특정되면 결정될 수 있다. 만일 간섭신호를 일으키는 송신기들의 위치가 상호 독립이라고 가정하면, 수신기에 도착하는 간섭신호들도 마찬가지로 상호 독립이다. 따라서,  $M$ 개의 간섭비  $x_1, \dots, x_M$ 에 관한 결합확률밀도함수는

$$f(x_1, \dots, x_M) = \prod_{i=1}^M f(x_i)$$

이다. 각각의 간섭기들은 바라는 신호송신에 관하여 incoherent이므로, 특정한 변조방식에 관한 비트에러확률은  $x_1, \dots, x_M$ 의 함수  $P(x_1, \dots, x_M)$ 이다. 그러므로, 평균비트에러확률은  $x \dots x$ 의 함수  $P(x, \dots, x_M)$ 이다. 그러므로 평균 비트에러확률은

$$P_M = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty P(x_1, \dots, x_M) \prod_{i=1}^M f(x_i) dx_1 \dots dx_M$$

이 된다. 만일  $M+1$ 개의 무전기들이  $N$ 개의 채널상에 duty factor가  $b$ 인 Asynchronous FH 변조방식을 채택한다면, 그 수신기의 전형적인 간섭비  $x_i$ 의 확률밀도함수는

$$g(x_i) = (1 - \frac{b}{N})\delta(x_i) + \frac{b}{N}f(x_i), \quad 1 \leq i \leq M,$$

여기서  $\delta(x_i)$ 은 Dirac Delta함수이다. 이때, Asynchronous FH 변조방식에 관한 평균비트에러확률  $Q_M$ 은

$$Q_M = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty P(x_1, \dots, x_M) \prod_{i=1}^M \left\{ (1 - \frac{b}{N})\delta(x_i) + \frac{b}{N}f(x_i) \right\} dx_1 \dots dx_M$$

과 같이 주어지고, 따라서 이것은 다음 형태로 간략하게 쓸 수가 있다” :

$$Q_M = \sum_{l=0}^M \binom{M}{l} \left(\frac{b}{N}\right)^l \left(1 - \frac{b}{N}\right)^{M-l} \cdot P_l \quad \dots \dots (3)$$

여기서

$$P_l = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty P(x_1, \dots, x_l) \cdot \prod_{j=1}^l f(x_j) dx_1 \dots dx_l, \quad l \neq 0 \quad \dots \dots (4)$$

이고,  $P_0$ 는 간섭기들이 없는 경우, 즉 무전기 고유 비트에러율이다.

### 2.3 종모양(Bell-Shaped)의 확률밀도함수를 갖는 간섭기의 분포

이제 수신기를 중심으로 원내부에 분포되어 있는 간섭기들의 특별한 경우, 즉  $P(s)$ 의 분포를 다음과 같다고 가정하자 :

$$P(s) = \frac{(4\alpha+1)^\alpha \cdot s_0^{4\alpha}}{\Gamma(\alpha) 4^{4\alpha+1} \cdot s^{4\alpha+1}} \cdot \exp\left[-\frac{4\alpha+1}{4} \left(\frac{s_0}{s}\right)^4\right], \quad s > 0, \alpha > 0$$

이것에 대한  $P(s)$ 의 가정된 분포는 다음과 같다 :

$$P(s) = \frac{1}{e^{\beta s_0} - e^{-\beta s_0}} \cdot \frac{5s_0^4}{s^5} \exp\left[-\frac{5}{4} \left(\frac{s_0}{s}\right)^4\right], \quad \frac{\gamma}{T_1^+} < s < \frac{\gamma}{T_1^-}$$

#### 2.3.1 Binary PSK 변조방식

데이터의 변조방식이 BPSK인  $l$ 개의 무전기에 관한 비트에러확률은 다음과 같다” :

$$P(x_1, \dots, x_l) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{-1} \dots \int_{-\infty}^{\infty} e^{-iwx_l - (w^2)/2} \cdot \prod_{j=1}^l J_0(wa_j) dw dz_l, \quad 1 \leq l \leq M \dots \dots \dots (6)$$

여기서  $r=N_0/A^2T$ 는 수신기의 신호소음비(signal-to-noise ratio)이고,  $J_0(X)$ 는 1차 Bessel 함수이다. 간섭비  $x_l$ 이 절삭된 지수분포를 따른다는 가정하에서  $l$ 개의 무전기에 관한 평균비트 에러확률은 (4)식과 같이 유사하게 유도될 수 있다. 즉,

$$P_l = \int_{T_1}^{T_2} \dots \int_{T_1}^{T_2} P(x_1, \dots, x_l) \cdot \prod_{j=1}^l f(x_j) dx_1 \dots dx_l, \quad l \neq 0$$

이다.  $x_j = a_j^2$ 으로 치환하고, (5)식과 (6)식을 사용하여  $T_1 \rightarrow 0, T_2 \rightarrow \infty$ 를 취하면,

$$P_l^* = \lim_{\substack{T_1 \rightarrow 0 \\ T_2 \rightarrow \infty}} P_l = \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \prod_{j=1}^l 2a_j \cdot f(a_j^2) da_j \cdot p(a_1^2, \dots, a_l^2)$$

여기서  $s_0$ 는  $P(s)$ 가 최대가 되는 점이고,  $\alpha$ 는 형상모수이다. 이때 (2)식을 이용하면,

$$\begin{aligned} f(x_l) &= \frac{s_l^\alpha}{4\gamma^\alpha} \cdot P(s_l) \\ &= \frac{s_l^\alpha}{4\gamma^\alpha} \cdot \frac{(4\alpha+1)^\alpha}{\Gamma(\alpha) 4^{\alpha-1}} \cdot \frac{s_0^\alpha}{s_l^{\alpha+1}} \cdot \exp\left[-\frac{4\alpha+1}{4} \left(\frac{S_0}{s_l}\right)^\alpha\right] \\ &= \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \left(\frac{4\alpha+1}{4}\right)^\alpha \left(\frac{S_0}{\gamma}\right)^{\alpha} \left(\frac{\gamma^\alpha}{s_l^\alpha}\right)^{\alpha-1} \\ &\quad \cdot \exp\left[-\frac{4\alpha+1}{4} \left(\frac{S_0}{\gamma}\right)^\alpha \cdot \frac{\gamma^\alpha}{s_l^\alpha}\right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \left(\frac{4\alpha+1}{4} \left(\frac{S_0}{\gamma}\right)^\alpha\right)^\alpha \cdot x_l^{\alpha-1} \\ &\quad \cdot \exp\left[-\frac{4\alpha+1}{4} \left(\frac{S_0}{\gamma}\right)^\alpha \cdot x_l\right] \end{aligned}$$

즉, 우리들은 간섭비  $x_l$ 의 확률밀도함수를 다음과 같이 구할 수가 있다:

$$f(x_l) = \frac{\beta^\alpha}{\Gamma(\alpha)} x_l^{\alpha-1} e^{-\beta x_l}, \quad x_l > 0$$

여기서  $\beta = \frac{4\alpha+1}{4} \left(\frac{S_0}{\gamma}\right)^\alpha$ 는 척도모수이다. 즉, 이 분포는 모수가  $\alpha, \beta$ 인 하나의 감마분포이다. 만일  $\alpha=1, T_0 < x_l < T_1$ 이면,

$$f(x_l) = \frac{1}{e^{-\beta T_1} - e^{-\beta T_2}} \beta e^{-\beta x_l}, \quad T_0 < x_l < T_1 \dots (5)$$

이 된다. 여기서  $\beta = \frac{5}{4} \left(\frac{S_0}{\gamma}\right)^\alpha$ 이다. 즉, 하나의 절삭된 지수분포이다.

$$\begin{aligned} &= \int_{-\infty}^{-1} dz_l \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} dw e^{-iwx_l - (w^2)/2} \\ &\quad \cdot \prod_{j=1}^l \int_0^{\infty} 2a_j \beta e^{-\beta a_j^2} J_0(wa_j) da_j, \end{aligned}$$

이 된다. 또한, 잘 알려진 공식<sup>4)</sup>

$$\int_0^{\infty} a_j e^{-\beta a_j^2} J_0(a_j w) da_j = \frac{1}{2\beta} e^{-\frac{w^2}{4\beta}}$$

와

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-iwx_l - (kw)^2/\beta} l w = \sqrt{\frac{\beta}{4\pi k}} \\ &\quad \cdot \exp\left[-\frac{\beta z_l^2}{4k}\right], \quad k \neq 0 \end{aligned}$$

을 사용하면, 다음과 같이 간단히 결과를 얻는다 :

$$P^* = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{l}{\beta} + 2r \right\}^{-1}$$

여기서  $\operatorname{erfc}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^\infty e^{-t^2} dt$  이다.

따라서, Asynchronous FH 변조방식에 관한 평균비트에러확률의 극한값은

$$Q_u^* = \lim_{\substack{r_1 \rightarrow 0 \\ r_1 \rightarrow \infty}} Q_u = \sum_{l=0}^M \left( \frac{M}{l} \right) \left( \frac{b}{N} \right)^l \left( 1 - \frac{b}{N} \right)^{M-l} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{l}{\beta} + 2r \right\}^{-1}$$

이다.  $\frac{l}{\beta} = \frac{4lr^4}{5S_0^2}$  이기 때문에, 평균비트에러 확률은  $l$ 이 증가함에 따라 커짐에 틀림이 없다.

### 2.3.2 Gaussian 간섭기

$l$ 개의 간섭기들이 Gaussian 확률과정 즉,  $P(x_1, \dots, x_l) \equiv P(\sum_{j=1}^l x_j)$ ,  $1 \leq l \leq M$ 을 따르고, 간섭비  $x_i$ 은 앞에서 유도된 것처럼 모수가  $\alpha$ ,  $\beta$ 인 감마분포를 따른다고 가정하자. 그러면, 다음 정리<sup>1)</sup>에 의해  $X = \sum_{j=1}^l x_j$ 는 모수가  $\alpha l$ ,  $\beta$ 인 감마분포를 따른다.

[정리] 만일  $X_1, \dots, X_n$ 이 독립인 확률변수들이고, 각  $x_i$  ( $i=1, \dots, n$ )가 모두  $p_i$ ,  $\lambda$ 인 감마분포를 가진다면, 합  $\sum_{i=1}^n x_i$ 는 모수가  $\sum_{i=1}^n p_i$ ,  $\lambda$ 인 감마분포를 가진다.

따라서, 평균비트에러확률은 (4)식으로 부터 다음과 같은 형태로 쓸 수가 있다 :

$$P_l = \int_0^\infty P(x) \frac{\beta^{\alpha l}}{\Gamma(\alpha l)} x^{\alpha l - 1} e^{-\beta x} dx \quad \dots (7)$$

incoherent FSK와 Gaussian 소음에 관한 비트에러확률은  $(1/2) \cdot \exp[-S/2]$ 이다.<sup>2)</sup> 여기서  $S$ 는 신호,  $I$ 는 Gaussian 소음의 분산이 우리들의 문제에서,  $\frac{I}{S} = x = \sum_{j=1}^l x_j$ , 즉  $p(x) = \frac{1}{2} \exp[-\frac{1}{2x}]$  이므로, 이것을 (7)식에 대입하고,  $y=1/x$ 로 치환하면,

$$P_l = \frac{1}{2} \frac{\beta^{\alpha l}}{(\alpha l - 1)!} \int_0^\infty e^{\alpha l y} e^{-(\beta e^y + \frac{1}{2} e^{-y})} dy$$

이다. 여기서  $\tanh z = \frac{e^z - e^{-z}}{e^z + e^{-z}} = \frac{\beta - \frac{1}{2}}{\beta + \frac{1}{2}}$ 로 두면,  $Z = \ln \sqrt{2\beta}$ 이므로,

$$\begin{aligned} \beta e^y + \frac{1}{2} e^{-y} &= \sqrt{2\beta} \cdot \frac{1}{2} (e^y \sqrt{2\beta} + e^{-y} \frac{1}{\sqrt{2\beta}}) \\ &= \sqrt{2\beta} \cdot \frac{1}{2} (e^{y+l_n \sqrt{2\beta}} + e^{y-l_n \sqrt{2\beta}}) \\ &= \sqrt{2\beta} \cosh(y + l_n \sqrt{2\beta}) \\ &= \sqrt{2\beta} \cosh(y+z) \end{aligned}$$

이고, 따라서,

$$P_l = \frac{1}{2} \frac{\beta^{\alpha l}}{(\alpha l - 1)!} \int_0^\infty e^{-\sqrt{2\beta} \cosh(y+z) + \alpha l y} dy \quad \dots (8)$$

를 얻는다. 또한,  $K_{\alpha l}(\sqrt{2\beta}) = \int_0^\infty e^{-\sqrt{2\beta} \cosh t} \cdot \cosh(\alpha l t) dt$  (여기서  $K_{\alpha l}$ 은 변형된 2차 Bessel 함수이다.) 이므로(4),  $y+z=t$ ,  $z = \ln \sqrt{2\beta}$ 로 치환하면, (8)식은

$$\begin{aligned} P_l &= \frac{1}{2} \frac{\beta^{\alpha l}}{(\alpha l - 1)!} \int_0^\infty e^{-\sqrt{2\beta} \cosh t} \cdot e^{\alpha l (t - l_n \sqrt{2\beta})} dt \\ &= \frac{(\sqrt{2\beta})^{\alpha l}}{2^{\alpha l} (\alpha l - 1)!} \int_0^\infty \frac{1}{2} e^{-\sqrt{2\beta} \cosh t} \cdot e^{\alpha l t} dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{(\sqrt{2\beta})^{\alpha l}}{2^{\alpha l} (\alpha l - 1)!} \int_0^{\infty} e^{-\sqrt{2\beta} \cosh t} \cdot \frac{1}{2} (e^{\alpha t} + e^{-\alpha t}) dt \\
&= \frac{(\sqrt{2\beta})^{\alpha l}}{2^{\alpha l} (\alpha l - 1)!} \int_0^{\infty} e^{-\sqrt{2\beta} \cosh t} \cdot \cosh(\alpha t) dt \\
&= \frac{(\sqrt{2\beta})^{\alpha l} \cdot K_{\alpha l}(\sqrt{2\beta})}{2^{\alpha l} (\alpha l - 1)!} \quad \dots\dots (9)
\end{aligned}$$

으로 간략하게 된다. 그러므로, Asynchronous FH 변조방식에 관한 평균비트에러확률은

$$Q_u = \sum_{l=0}^u \binom{M}{l} \left(\frac{b}{N}\right)^l \left(1 - \frac{b}{N}\right)^{u-l} \frac{(\sqrt{2\beta})^{\alpha l} \cdot K_{\alpha l}(\sqrt{2\beta})}{2^{\alpha l} (\alpha l - 1)!}$$

이다.  $\sqrt{2\beta} \gg \alpha l$ 에 대하여,

$$P_l \simeq \frac{\pi}{\sqrt{2\sqrt{2\beta}}} e^{-\sqrt{2\beta}} \cdot \frac{(\sqrt{2\beta})^{\alpha l}}{2^{\alpha l} (\alpha l - 1)!} \quad \dots\dots (10)$$

이므로,  $Q_u$ 의 근사값은

$$\begin{aligned}
Q_u &= \sum_{l=0}^u \binom{M}{l} \left(\frac{b}{N}\right)^l \left(1 - \frac{b}{N}\right)^{u-l} \\
&\quad \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2\sqrt{2\beta}}} e^{-\sqrt{2\beta}} \cdot \frac{(\sqrt{2\beta})^{\alpha l}}{2^{\alpha l} (\alpha l - 1)!}
\end{aligned}$$

가 된다. 특히, 한 대의 간섭기의 경우 ( $l=1$ ), (10)식은

$$P_1 \simeq \frac{1}{2^{\alpha} (\alpha - 1)!} \frac{\pi}{\sqrt{2}} e^{-\sqrt{2\beta}} (2\beta)^{\frac{2\alpha-1}{4}}$$

이 되고, (3)식으로 부터, 한 대의 간섭기에 관한 FH변조방식의 비트에러확률은

$$Q_l = \frac{b}{N} P_1$$

으로 주어진다. 따라서, FH변조방식에 있어서 채널수의 증가는 비트에러 확률을 줄이는 요인이 된다.

## 2.4 평균비트에러(Bit Error) 확률 분석

앞에서 살펴본 바와같이 평균 비트에러확률은 무전기의 설계요소 및 운용조건에 따라 그 값이 변하게 되는 데, 이 장에서는 앞에서 유도된 식

$$Q_u = \sum_{l=0}^u \binom{M}{l} \left(\frac{b}{N}\right)^l \left(1 - \frac{b}{N}\right)^{u-l} \frac{(\sqrt{2\beta})^{\alpha l} \cdot K_{\alpha l}(\sqrt{2\beta})}{2^{\alpha l} (\alpha l - 1)!}$$

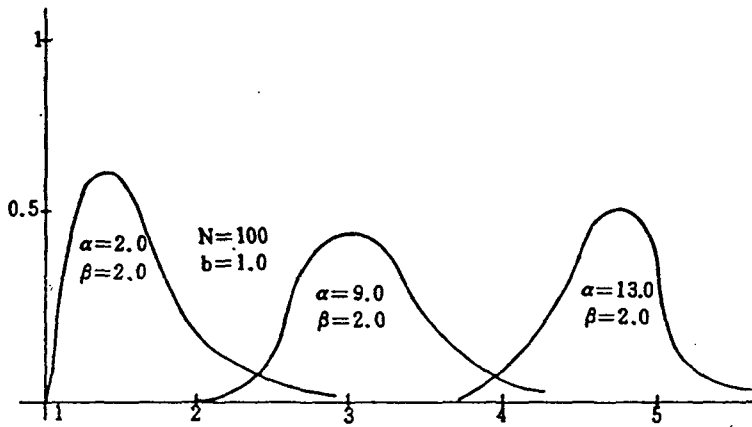
를 이용하여, 평균 비트에러확률 계산에 영향을 미치는 여러 요인들의 값을 변화시켰을 때 나타나는 결과들을 분석하고자 한다.

### 2.4.1 무전기의 분포형태에 따른 평균 비트에러확률

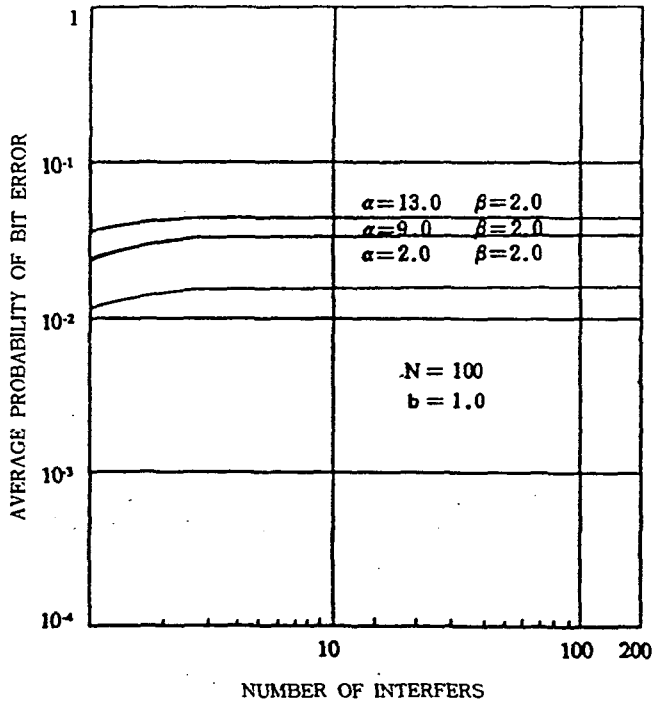
야전에서 무전기를 운용할 때에는 여러가지 상황(각급 제대형태 위치, 지형 등)에 따라 송·수신거리는 수 미터에서 최대 통달거리에 이르기까지 달라지며, 이에 따라 수신기로부터 타 무전기들의 배치상태가 여러가지 분포로 나타나게 될 것이다. 이 절에서는 평균 비트에러확률이 FH무전기가 배치된 상태에 따라 어떻게 변하는가를 <그림 1>에 나타난 세가지 분포형태를 가지고 분석하고자 한다.

<그림 2>는 FH무전기의 분포형태에 따른 평균 비트에러확률의 변화를 나타내고 있다. 무전기의 배치형태가 왼쪽으로 비대칭성이 강할 때는 대칭





〈그림 1〉 FH 무전기의 분포형태



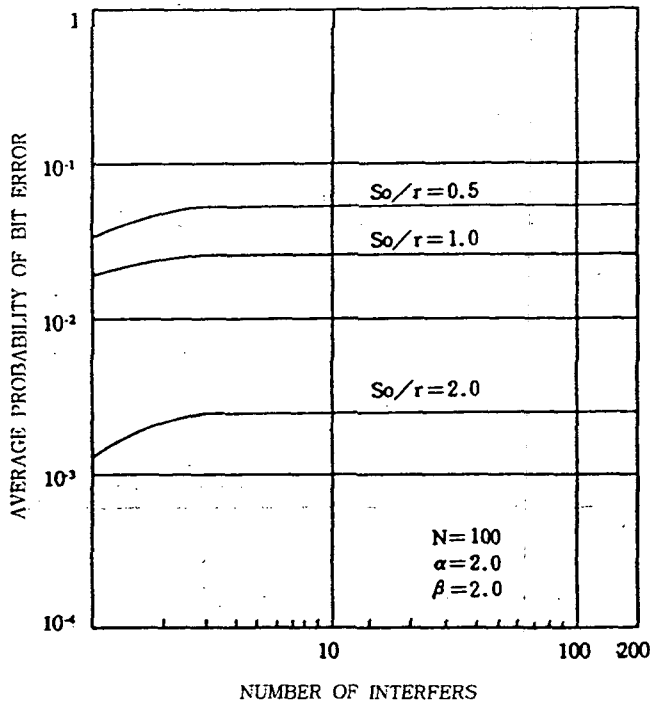
〈그림 2〉 FH 무전기의 분포형태에 따른 평균 BIT ERROR 확률

적일 때보다 평균 비트에러확률이 낮으며, 비대칭성이 오른쪽으로 강해질수록 평균 비트에러확률은 증가되고 있음을 알 수가 있다. 따라서, 평균 비트에러확률을 감소시키기 위해서는 무전기들의 분포형태를 왼쪽으로 비대칭성이 강하게끔, 즉  $S_0$ 의 값이 작게 배치시켜야 한다.

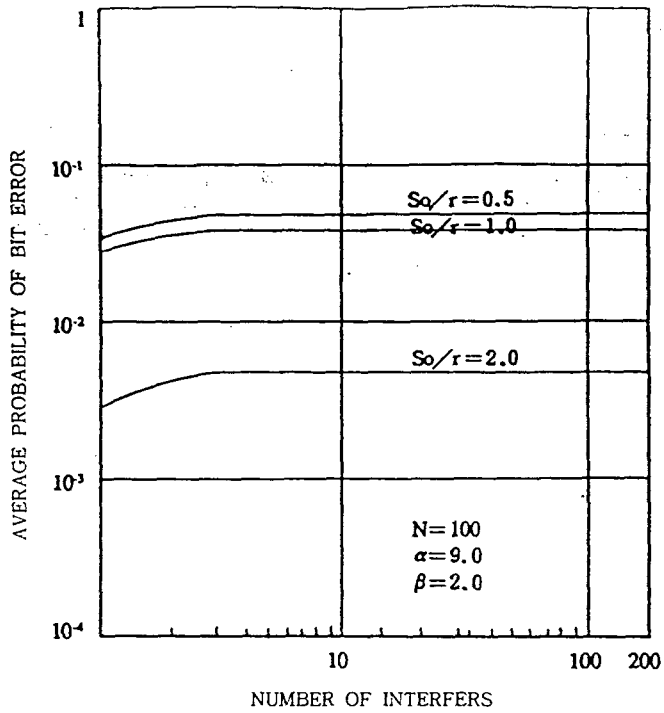
#### 2.4.2 $S_0/r$ 의 변화에 따른 평균 비트에러 확률

아전에서 무전기를 운용할 때에는 각급 제대형태, 변경되는 전술상황, 또는 지역적 특성에 따라 무전기들의 송·수신거리를 달라지게 되며 이에 따른 무전기간의 거리도 다양하게 변하게 된다.

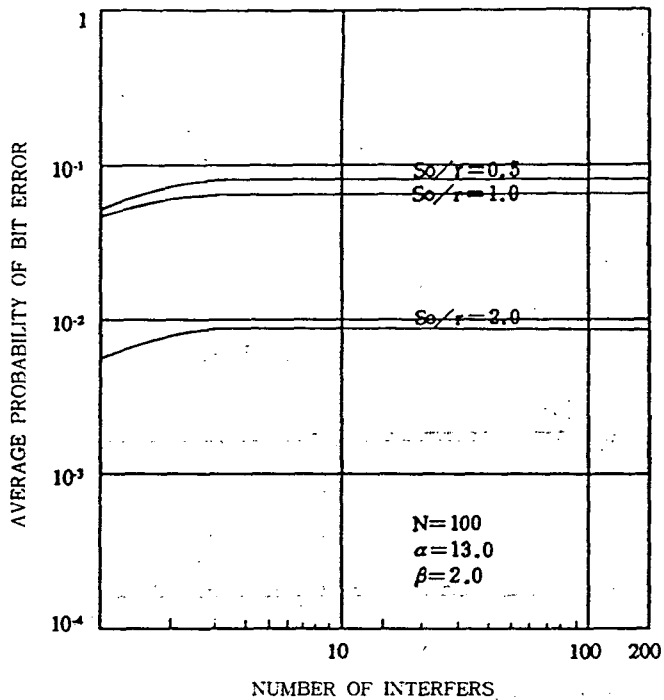
여기서는 1절에서 주어진 세가지 분포형태에 대해  $S_0/r$ (수신기로부터 간섭기들이 떨어져 있는 정도)의 변화에 따른 평균 비트에러확률을 계산하여 상호 비교해 보고자 한다. <그림 3>, <그림 4>, 그리고 <그림 5>는 세가지  $\alpha$ 와  $\beta$ 의 값들에 대해  $S_0/r$ 의 변화에 따른 평균 비트에러확률의 변화를 나타내고 있다. 즉 간섭기들이 수신기로부터 떨어져 있는 정도가 크면 클수록 평균 비트에러확률은 감소되고 있고, 그 감소율은  $S_0/r$ 의 값에 따라 크게 변화하고 있음을 보여주고 있다., 그러나 간섭기대수의 변화에는 거의 영향을 받지 않음을 알 수가 있다. 또한 FH무전기들의 배치된 분포형태가 오른쪽으로 비대칭성이 강할



<그림 3>  $\frac{S_0}{r}$ 의 변화에 따른 평균 BIT ERROR 확률



〈그림 4〉  $\frac{S_o}{r}$  의 변화에 따른 평균 BIT ERROR 확률



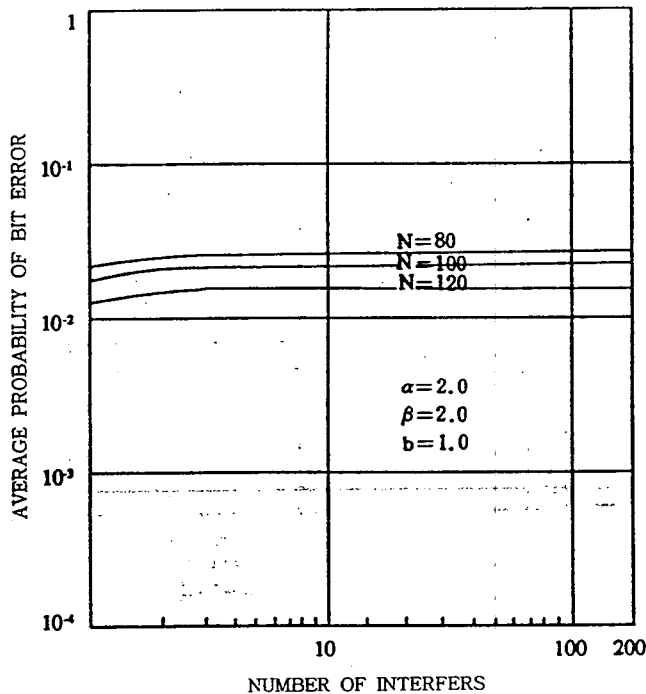
〈그림 5〉  $\frac{S_o}{r}$  의 변화에 따른 평균 BIT ERROR 확률

경우 평균 비트에러확률은 증가되고 있지만, 음성통신규격치 10%는 초과되지 않고 있다.

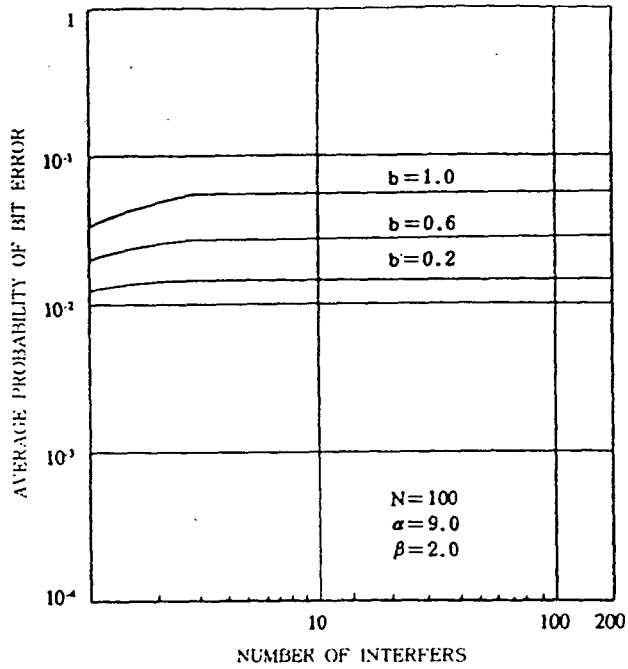
### 2. 4. 3 가용채널수(N)의 변화에 따른 평균 비트에러확률

〈그림 6〉에서 〈그림 8〉은 FH무전기의 가용채널수의 변화에 따른 평균 비트에러확률의 변화 정도를 세가지  $\alpha$ 와  $\beta$ 의 값들에 대해 보여주고 있다. 각 그림에서 보는 바와 같이, 채널수의 증가는 평균 비트에러확률의 감소를 가져오지만, 그 차이는 별로 크지 않음을 알 수가 있다. 그러나 채널수가 같을 경우, 평균비트에러확률은 무전기의 분포형태에 따라 커다란 영향을 받고 있

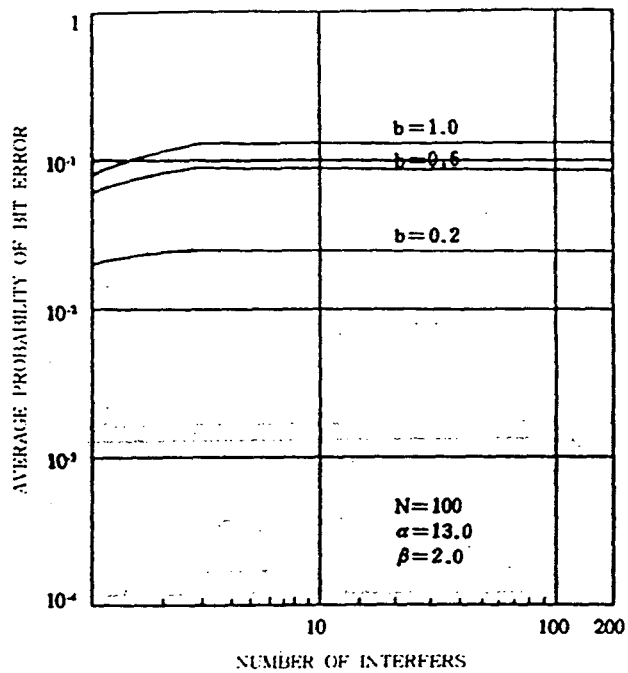
다. 즉 오른쪽으로 비대칭성이 강할 경우( $\alpha=13.0, \beta=2.0$ ) 평균 비트에러확률은 증가되고 있으며, 음성통신규격치 10%를 초과하고 있다. 따라서 위의 사실로부터 우리들은 무전기의 분포형태가 비대칭성이 오른쪽으로 강할 경우 채널수를 증가시킴으로써 통신소통이 가능하도록 조정할 수가 있다는 것을 알 수가 있다. 그러나, 채널수의 증가로 상호간섭으로 야기되는 평균 비트에러확률을 감소시킬 수는 있지만, 채널수의 증가로 인한 장비의 크기, 무게, 그리고 제작비용의 증대를 수반하기 때문에 무선기 설계시 여러가지 상황을 고려하여 가용채널수를 결정하여야만 할 것이다.



〈그림 6〉 채널수(N)에 따른 평균 BIT ERROR 확률



〈그림 7〉 채널수(N)에 따른 평균 BIT ERROR 확률

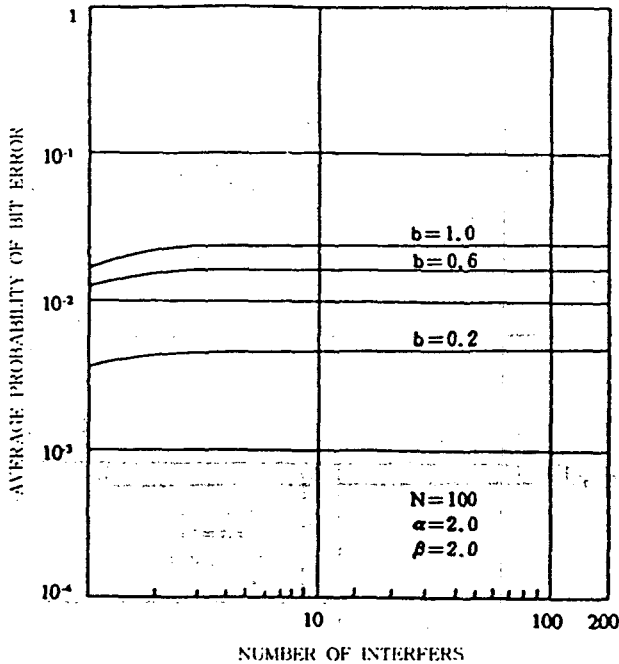


〈그림 8〉 채널수(N)에 따른 평균 BIT ERROR 확률

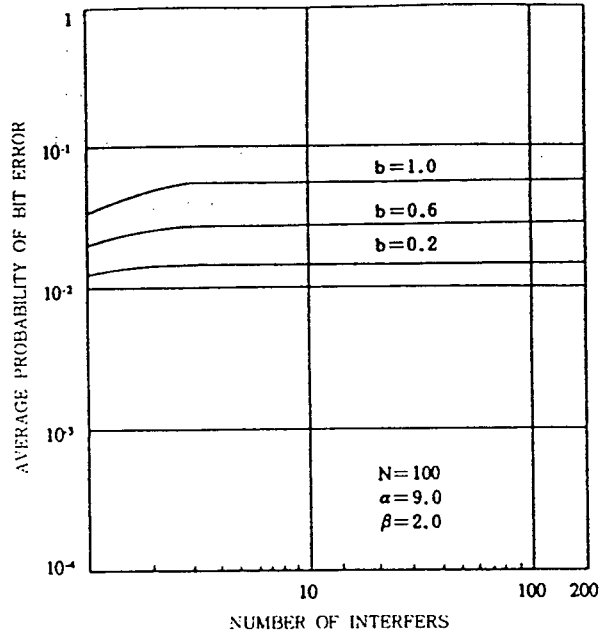
2.4.4 Duty Factor의 변화에 따른 평균 비트에러확률

Duty factor는 dwell time/hop time의 비를 말한다. Dwell time은 정보를 수신 또는 송신하고 있는 시간으로 FH무전기 설계시 고려해야 할 중요한 변수이다. <그림 9>, <그림 10>, 그리고 <그림 11>은  $N=100$ 일 때 세가지  $\alpha$ 와  $\beta$ 의 값들에 대해 duty factor의 변화에 따른 평균 비트에러확률의 변화를 나타내고 있다. 각 그림에서 보는 바와 같이, duty factor가 감소되면 평균 비트에러확률도 감소되고 있음을 알 수가 있다. 똑같은 duty factor하에서 무전기의 분포형태가 왼쪽으로 비대칭성이 강해질 수록 평균 비트에러확

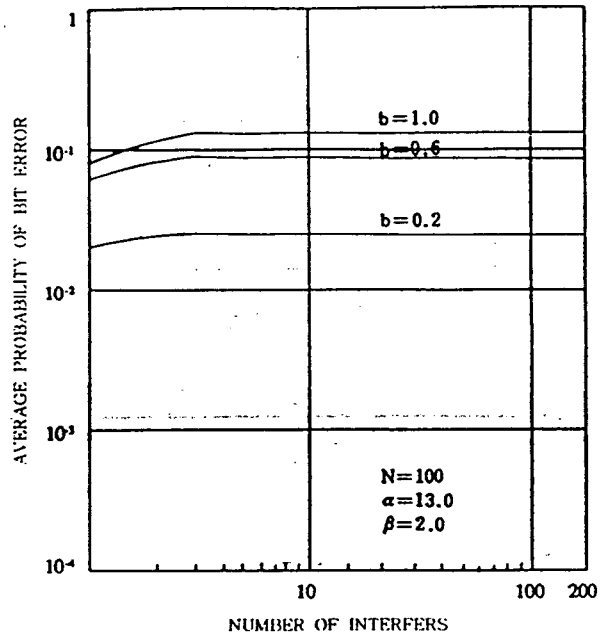
률은 감소되고 있다. <그림 11>에서 보는 바와 같이, 무전기의 분포형태가 오른쪽으로 비대칭성이 강할 경우 ( $\alpha=13.0$ ,  $\beta=2.0$ ) 평균 비트에러확률은 10%를 초과하고 있으며, 이때에는 duty factor의 값을 가능한 줄임으로써 평균 비트에러확률을 음성통신규격치 이하로 감소시킬 수 있게 된다. Duty factor를 감소시키는 방법으로는 주파수 합성기 tune time이 일정할 때 hop time을 줄이면 되는 데 이때 감소된 dwell time 내에 규정된 데이터를 전송하기 위해서는 전송속도가 빨라야 하므로 전송 대역폭이 증가하여 spectral splatter를 발생시켜 인접채널에 대한 영향은 증가하나, 상대적으로 duty factor가 감소하므로 평균 비트에러확률이 감소하게 된다.<sup>6)</sup>



<그림 9> DUTY FACTOR에 따른 평균 BIT ERROR 확률



<그림 10> DUTY FACTOR에 따른 평균 BIT ERROR 확률



<그림 11> DUTY FACTOR에 따른 평균 BIT ERROR 확률

### 제 3 장 결 론

기존의 연구에서는 무전기 분포를 균등분포나 지수분포를 고려하였으나 본 연구에서는 지수분포를 포함하는 더욱 확장된 분포인 감마분포를 고려한 후 평균 비트에러확률을 구하는 공식을 유도하였다. 비트에러 확률에 영향을 주는 요소를 변화시키면서 컴퓨터를 이용하여 확률을 계산하고 도표화 하였으며 분석을 실시하였다. 분석된 주요 내용은 다음과 같다.

FH무전기의 설계요소중에서 가용채널수의 증가는 상호간섭으로 야기되는 평균 비트에러확률의 감소를 가져오지만, duty factor가 증가하면 평균 비트에러확률은 오히려 증가한다는 것을 알 수 있었다. 또한, 수신기로부터 타 무전기들의 떨어져 있는 정도( $S_0/r$ )가 작으면 작을수록 평균 비트에러확률은 증가되며, 그 정도가 충분히 작아지면 평균 비트에러확률이 음성통신규격치 10%를 초과하게 될 가능성이 있다.

전술상황하에서의 무전기들의 배치는 지역적 특성, 작전지역내에 투입된 부대의 종류, 그리고 각 제대의 임무 등 여러가지 요소를 고려하여야 하지만, 주어진 조건하에서는 가능한 왼쪽으로 비대칭성이 강하게끔 무전기들을 배치시킴으로써 10%이하의 평균 비트에러확률이 발생하도록 조정할 수가 있다.

무전기의 실제 분포상태에 대한 자료를 획득하여 실제 분포가 어떤 형태의 분포를 따르는 지 검증을 하려고 시도하였으나 자료획득의 어려움 때문에 실시하지 못함을 유감으로 생각한다.

본 연구를 기초로 해서 후속연구로 수행되어야 할 몇 가지 주제를 다음과 같이 제시한다:

- 공식유도시 정확한 공식유도의 어려움 때문에 이상적 모델을 설정하여 상호 간섭문제를 단순화하였다. 그러나 실제 상황에서 발생할 문제를 고려한다면 더욱 복잡한 계산이 요구될 것이다. 이 경우에 정확한 공식유도가 어렵다면 컴퓨터 모의실험을 실시하여 근사치를 구하는 연구가 필요시 된다.

- 실제 무전기의 분포는 작전지형과 작전임무 등에 따라 다양한 형태의 분포가 예상된다. 최빈치가 두 개인(bimodal) 분포나 최빈치가 여러 개인(multimodal) 분포에 대해서도 다각적인 연구가 필요시 된다.

- 다양한 형태의 무전기가 동시에 같은 지역에서 사용될 것이 예상된다. 기존의 무전기와 FH무전기를 동시에 사용시 미치는 영향에 대한 연구나, 출력이 다른 기종의 무전기를 동시에 사용시 상호간섭에 대한 연구가 계속되어야 할 것으로 사료된다.



## 참 고 문 헌

1. P. J. Bickel & K. A. Doksum, *Mathematical Statistics*, Holden-Day, Inc., 1977.
2. W. C. Lindsey & M. K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Prentice Hall, Inc., 1973.
3. S. A. Musa & W. Wasylkiwskyj, "Co-channel Interference of Spread Spectrum Systems in a Multiple User Environment", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-26, Oct. 1978.
4. National Bureau of Standards, *Handbook of Mathematical Functions*, AMS 55, June 1964.
5. R. H. Pettit, *ECM and ECCM Techniques for Digital Communication System*, Belmont, Wadsworth, pp. 7~15, 1982.
6. D. J. Torrieri, *Principles of Military Communication Systems*, Artech House, Inc., pp. 66~121, 1981.
7. 최세열, "Spread Spectrum통신에서 상호간섭에 관한 연구", 국방과학연구소, June 1983.
8. 국방과학연구소, *통신방해방어책*, 1984.
9. 최건열, "대역확산 통신방식의 Jamming 효과에 관한 연구", 국방대학원, Dec. 1986.
10. 최의판, "Bit Error 확률에 의한 대역확산 통신의 상호간섭에 관한 연구", 국방대학원, Feb. 1988.