

m-분포 페이딩 환경하에서 부분대역 간섭을 받는
FH /MFSK 신호의 오율특성

正會員 姜 熙 照* 正會員 趙 成 俊**

Error Rate Performance of FH /MFSK Signal with
Partial-Band Interference in m-distribution
Fading Environment

Heau Jo KANG*, Sung Joon CHO** *Regular Members*

要 約

부분대역 간섭 환경하에서 m-분포 페이딩 채널을 통해 수신되는 반복다이버시티 방식의 FH /MFSK 신호에 대한 오율식을 유도하고 이를 수치계산하여 비트 에너지 대 잡음 전력 밀도 비(E_b/N_0), 비트 에너지 대 간섭 전력 밀도 비(E_b/N_I), 페이딩 지수(m), 부분대역 간섭의 대역 점유율(ρ), 반복 전송수(L), 신호와 간섭 사이의 전력 상관계수 값을 함수로 하여 그림으로 나타내고 이를 분석했다. 본 논문에서는 이동 무선 채널에서 발생하는 페이딩에 대처하기 위해 송신기에서 반복 전송 다이버시티를 사용할 때를 생각했는데 다이버시티를 사용할 때와 사용하지 않을 때의 오율을 비교한 결과 반복 전송 다이버시티가 페이딩에 매우 효과적이라는 것을 알 수 있었으며 다이버시티 기법에 의해 얻어지는 오율의 개선정도를 알아내었다. 얻어진 결과로부터 부분대역 간섭의 대역 점유율인 ρ 가 작아지면 작아질수록 오율이 열화되는 것으로 보아 전대역 간섭보다는 부분대역 간섭의 영향이 더 크다는 것을 알 수 있었다. 아울러 E_b/N_I 가 작고 ρ 가 작을때는 페이딩의 심도가 깊으면 깊을수록 반복 다이버시티를 도입하므로써 오율 특성의 개선이 현저하다는 것도 알 수 있었다.

ABSTRACT

The error rate equation of FH /MFSK signal of repeated diversity received over m-distribution fading channel with partial-band interference has been derived and the error rate has been evaluated to show in figures as a function of signal to noise ratio, signal to interference ratio, fading figure, repeated number, partial-band interference fraction and power correlation coefficient

* 東新大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Dong Shin Univ.

** 韓國航空大學校 航空通信情報工學科
Dept. of Telecomm & Inform. Eng., Hankuk Aviation Univ.
論文番號 : 92-131(接受 1992. 9. 19)

between signal and interference. In this paper, we assumed that repeated diversity technique is used in transmitter against fading occurred in mobile radio channel. By comparing the error rate performance in diversity reception with that in non diversity reception we know that the repeated diversity is very efficient against fading and the obtainable degree of improvement of error performance with diversity technique has been found out.

From the result, it is known that error rate performance deteriorates more as ρ becomes small i. e., the partial-band interference gives more effect on error performance than full-band interference. Also when the values of E_b/N_1 and ρ are small, as depth of fading becomes deeper the degree of improvement of error rate performance is remarkable with introducing diversity technique.

I. 서 론

주파수 도약(Frequency Hopping) 방식이란 정보 신호에 의해서 변조된 반송파의 스펙트럼을 넓은 일정한 주파수 대역 내에서 랜덤하게 도약시키는 방식이다. 이 방식의 장점의 하나는 도약 주파수의 수를 증가시키므로써 스펙트럼의 확산이 쉽고 포착시간이 짧고, 거리에 있어서의 원근 문제 등이 거의 없으며 의도적이거나 비의도적인 간섭을 제거하는데 매우 효과적이라는 것이다^{(1),(2)}.

문헌(3)에서 Crepeau는 간섭이 존재하지 않는 가우스 잡음하에서 비동기 MFSK, DPSK 신호가 레일리 페이딩, Rician 페이딩과 m-분포 페이딩으로부터 영향을 받을 경우에 대해 부호기법을 사용하였을 때와 사용하지 않았을 때를 오율면에서 해석하여 비교하였다. Robertson 등은 문헌(4)에서 비동기 FH / FSK 신호가 부분대역 간섭과 가우스 잡음의 존재하에서 Rician 페이딩의 영향을 받을 때에 대해 반복 다이버시티 기법을 도입하여 페이딩 환경하에서의 오율을 해석하였고 문헌(5)와 문헌(6)에서는 비동기 FH / MFSK 신호가 부분대역 간섭과 가우스 잡음의 존재하에서 Rician 페이딩의 영향을 받을 때에 대해 반복 다이버시티 기법을 사용하여 오율을 해석하였고 또한 반복 다이버시티 기법과 Reed-Solomon, Convolutional Code를 이용할 때에 대한 오율을 해석하였다. 그러나 Crepeau는 간섭의 영향을 고려하지 않았으며 Robertson 등은 Rician 페이딩에 대해서만 다루었으므로 이 결과들을 실제의 페이딩 환경에 그대로 적용하기에는 문제가 있다. 따라서 본 논문에서는 Crepeau의 연구와 Robertson의 연구의 확장으로서, 레

일리 페이딩과 Rician 페이딩 등을 포함할 수 있는 일반적인 페이딩 모델로서 이동통신과 위성통신에 이용할 수 있는 m-분포 페이딩을 도입하여 비동기 FH / MFSK 신호가 부분대역 간섭의 존재하에서 신호가 페이딩을 받을 경우와 부분대역 간섭과 가우스 잡음의 존재하에서 신호가 페이딩을 받는 경우를 상정하고 부분 대역 간섭하에서 최악의 비트 오율을 발생시키는 최적의 ρ 값에 있어서의 오율특성을 구하여 결과가 Crepeau와 Robertson이 구한 결과와 합치하는가 알아보기로 한다. 여기서 페이딩에 대한 대책으로는 Robertson등과 마찬가지로 같은 정보를 여러 번 반복 전송하는 반복 다이버시티(Diversity) 기법을 이용하는 경우를 생각하기로 한다.

II. m-분포 페이딩과 부분 대역 간섭하의 MFSK 신호의 오율해석

M-ary FSK 송신기에서 i번째 심볼을 보낸다고 가정할 때 송신신호 $s_i(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$s_i(t) = \sqrt{2S} \cos(2\pi f_i t + \theta_i), \quad 0 \leq t \leq T, \quad 1 \leq i \leq M \quad (1)$$

단, S: 송신전력,

f_i : i번째 심볼에 대한 반송주파수

θ_i : 위상($0 \sim 2\pi$)

T: 신호의 구간.

한편, 수신기에서 수신된 신호 $r_i(t)$ 는 다음과 같이

표현된다.

$$r_i(t) = \sqrt{2S} R \cos(2\pi f_i t + \phi) + n(t) \quad (2)$$

단, ϕ : 위상($0 \sim 2\pi$)

$n(t)$: 평균이 0이고 전력스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 백색 가우스잡음.

그리고 통신로상에서 발생하는 페이딩의 여러가지 심도(depth)를 나타낼수 있는 m -분포 페이딩 모델에 의하면 페이딩을 받은 신호진폭 R 의 확률밀도함수 $p(R)$ 는 다음과 같이 나타내진다⁽⁷⁾.

$$p(R) = \frac{2 m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp \left[-\frac{mR^2}{\Omega} \right], R \geq 0 \quad (3)$$

단, $\Gamma(\cdot)$: 감마 함수

$\Omega/2$: 수신 평균전력 ($\Omega = \overline{R^2}$).

그림 1은 여러가지 m 값에 따른 m -분포곡선을 나타낸다.

비동기 M-ary FSK 수신기는 그림 2와 같다.

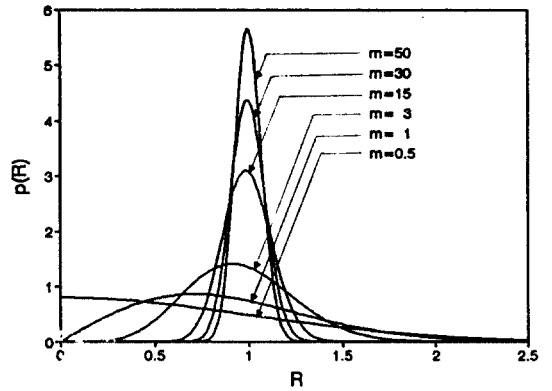


그림 1. m -분포
Fig. 1. m -distribution.

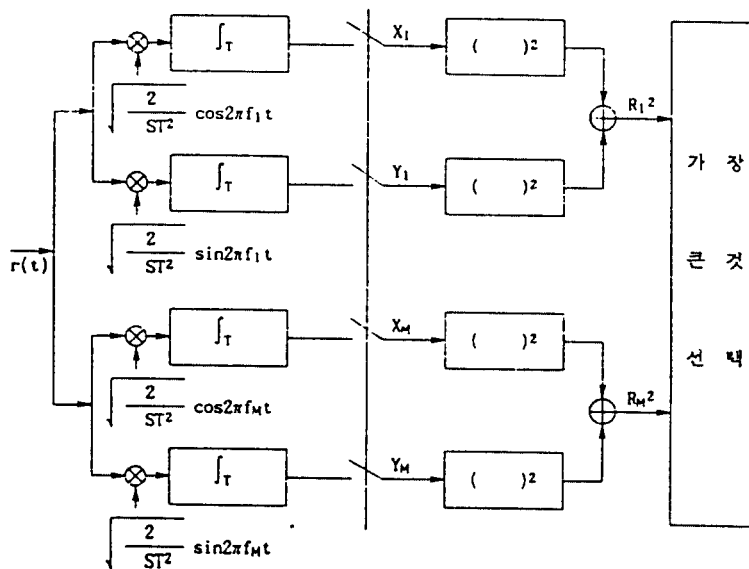


그림 2. 비동기 MFSK 수신기
Fig. 2. Noncoherent MFSK receiver.

K번째 자승검파 출력을 구하면 다음과 같다.

$$R_K^2 = X_K^2 - Y_K^2$$

$$= E \left[\int_0^T n(t_1) \sqrt{\frac{2}{ST^2}} \cos 2\pi f_{k1} t_1 dt_1 \int_0^T n(t_2) \sqrt{\frac{2}{ST^2}} \cos 2\pi f_{k2} t_2 dt_2 \right] = \frac{N_t}{2E_s} = \sigma^2 \quad (4)$$

윗 식에서 $E_s = ST$ 는 심볼 에너지를 나타낸다.

자승 검파기 출력에서의 랜덤 변수 R_K 에 대한 조건부 확률 밀도 함수를 구하면 다음과 같다^{(8),(9)}.

$i = k$ 일때 :

$$f(r_i | R) = \frac{r_i}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{r_i^2 + R^2}{2\sigma^2} \right] I_0 \left[-\frac{r_i R}{\sigma^2} \right] \quad (5-a)$$

$i \neq k$ 일때 :

$$f(r_k | R) = \frac{r_k}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{r_k^2}{2\sigma^2} \right] \quad (5-b)$$

단, $I(\cdot)$: 0차의 변형 베셀 함수(modified Bessel function).

그러므로 i 번째 심볼을 보냈을 경우 옳게 검출할 조건부 확률은 다음과 같이 구해진다^{(8),(9)}.

$$P_C(R) = \int_0^\infty f(r_k | R) \left[\int_0^{r_i} f(r_k | R) dr_k \right]^{M-1} dr_i$$

$$= 1 + \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^k \left[\frac{M-1}{k} \right] \frac{1}{k+1} \exp \left[-\frac{k}{k+1} \frac{R^2}{2\sigma^2} \right] \quad (6)$$

그리고 i 번째 심볼을 보낼때 에러가 발생할 조건부 확률은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{se} = 1 - P_C(R)$$

$$= \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \frac{1}{k+1} \exp \left[-\frac{k}{k+1} \frac{R^2}{2\sigma^2} \right] \quad (7)$$

따라서 m -분포 페이딩을 받을때의 조건부 심볼 오율 P_{sf} 는 식(3)과 식(7)을 이용하여 다음과 같이 구해진다(부록 참조).

$$P_{sf} = \int_0^\infty P_{se} \cdot p(R) dR$$

$$= \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \frac{1}{k+1} \cdot \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{\Omega}{m} \frac{bE_b}{N} \right]^{-m} \quad (8)$$

윗 식으로부터 비트 오율 P_{sf} 는 다음과 같이 구해진다.

$$P_{sf} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{\Omega}{m} \frac{bE_b}{N} \right]^{-m} \quad (9)$$

단, b : 한 심볼을 이루는 비트수 ($M = 2^b$),
 E_b : 비트 에너지.

윗 식에서 $\Omega = 1$ 일때는 다음과 같이 표현된다.

$$P_e = \frac{M}{2(M-1)} \cdot \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \cdot \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{E_b}{N} \right]^{-m} \quad (10)$$

1. 부분대역 간섭의 존재하에서 신호가 페이딩을 받는 경우

그림 3은 전체 주파수 대역에서 부분 대역 간섭(partial-band interference)이 존재하는 주파수 대역을 나타낸다. 이때 전체 주파수 대역 W_{ss} 와 간섭 신호가 존재하는 주파수 대역 W_i 의 비 ρ 는 $\rho = W_i / W_{ss}$ 이다. 그림 3에서 $N_t/2$ 는 평균 간섭 전력 밀도이고 $N_t/2\rho$ 는 부분 대역 간섭의 순간 최대 전력 밀도이다^{(9),(10)}.

단, ρ : 대역 점유율($0 < \rho \leq 1$).

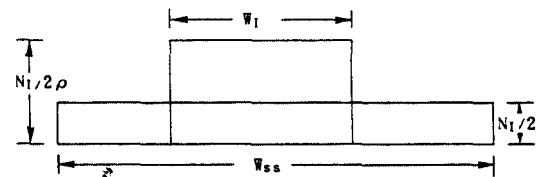


그림 3. 부분 대역 가우시안 간섭신호의 주파수 분포
Fig. 3. Frequency occupancy of partial-band Gaussian interference signal.

부분대역 간섭은 확률 ρ 로서 M-ary 전송에 간섭을 주므로 위 식으로부터 조건부 평균 비트 오류식은 다음과 같이 나타내진다.

$$P_{be} = \rho P_e (E_b/N_I)$$

$$P_{be} = \frac{M\rho}{2(M-1)} \cdot \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \cdot \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{\rho E_b}{N} \right]^{-m} \quad (11)$$

2. 부분 대역 간섭과 잡음의 존재하에서 신호가 페이딩을 받는 경우

부분대역 간섭하에서 가우스 잡음을 고려한 시스템의 에러는 가우스 잡음이 존재할 때의 오류와 부분대역 간섭이 존재할때의 오류를 각각 계산하여 더하면 된다.

가우스 잡음만이 존재할 때의 N_t 는 $N_t = N_0$ 이고, 가우스 잡음에 부분대역 간섭이 존재할때 $N_t = N_0 + N_I$ 가 된다. 따라서 부분대역 간섭이 전체 대역에서 차지하는 부분 점유율이 ρ 이므로 평균 비트 오류식은 다음과 같이 나타내진다⁽¹¹⁾.

$$P_{ce} = (1-\rho) \cdot P_e(E_b/N_0) + \rho \cdot P_e(E_b/N_0 + N_I)$$

$$P_{ce} = \frac{M(1-\rho)}{2(M-1)} \cdot \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \cdot \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{E_b}{N_0} \right]^{-m} + \frac{M\rho}{2(M-1)} \cdot \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \cdot \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{1}{1/(E_b/N_0) + 1/\rho \cdot 1/(E_b/N_I)} \right]^{-m} \quad (12)$$

재머의 입장에서는 재밍 fraction ρ 를 적당히 조절해서 비트 오류가 최대값이 되도록 시도할 것이다. 따라서 비트 오류를 최대로 하는 ρ 값을 구하기 위해 식(12)를 미분하면

$$\frac{dP_{ce}}{d\rho} = \frac{-M}{2(M-1)} \cdot \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right]$$

$$\cdot \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{E_b}{N_0} \right]^{-m} + \frac{M}{2(M-1)} \cdot \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \cdot \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{1}{1/(E_b/N_0) + 1/\rho \cdot 1/(E_b/N_I)} \right]^{-m} + \frac{M\rho}{2(M-1)} \cdot \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \cdot \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{1}{[\rho/(E_b/N_0) + 1/(E_b/N_I)]^2} \right]^{-m} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{1}{1/(E_b/N_0) + 1/(E_b/N_I)} \right]^{-m} \quad (13)$$

이 된다. 이 식에서 페이딩 지수 m 이 1, 3, 5인 경우에 대하여 E_b/N_I 가 각각 10[dB], 20[dB], 30[dB] 일때 E_b/N_0 를 5[dB]~30[dB]까지 5[dB]씩 증가시키고, b 값을 1과 2로 하여 최적의 ρ 값에 대한 일반식을 구하면 다음과 같다.

$$\rho_{wc} = \frac{\gamma}{E_b/N_I} \quad (14)$$

부분 대역 재밍하에서 최악의 비트 오류는

$$\max_{0 < \rho \leq 1} P_b = \begin{cases} \frac{M}{2(M-1)} \cdot \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\frac{M-1}{k} \right] \cdot \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{1}{1/(E_b/N_0) + 1/(E_b/N_I)} \right]^{-m}, \\ \rho_{wc} = 1; \frac{E_b}{N_I} \leq \gamma \frac{\beta}{E_b/N_I} + \beta_0, \\ \rho_{wc} = \frac{\gamma}{E_b/N_I}; \frac{E_b}{N_I} \geq \gamma \end{cases} \quad (15)$$

로 주어지며, 여기서 파라메타 β 와 β_0 는 표 1에 나타내었다.

표 1. 부분 대역 간섭하에서 최악의 경우의 각 파라메타

m	E_b/N_0	b	γ	β_0	β
1	5	1	2.000	0.193713	0.06685827869420286
		2	2.000	0.083793	0.05974500295280838
	10	1	2.000	0.0833333	0.119047619047619
		2	1.576	0.0307875	0.0625823113968448
	15	1	2.000	0.0297417	0.148904781095495
		2	1.576	0.010271	0.06927813960422085
	20	1	2.000	0.00980392	0.1607200257152041
		2	1.219	0.00330581	0.05541413317811511
	25	1	2.000	0.0031424	0.1647508854735226
		2	1.219	0.00105132	0.05601396563180643
	30	1	2.000	0.000998004	0.1660572366083141
		2	1.194	0.000333056	0.05505316896649203
3	5	1	2.000	0.140415	0.0832723614862956
		2	2.000	0.0327492	0.05262485065374934
	10	1	2.000	0.0263672	0.1095496219947408
		2	1.576	0.00321822	0.02627389644353262
	15	1	2.000	0.00202802	0.0818610464512359
		2	1.576	0.000166797	0.0138099625976413
	20	1	2.000	0.0000906789	0.06266896936717128
		2	1.219	0.00000630365	0.0073228421275440809
	25	1	2.000	0.00000322801	0.0558787895439842
		2	1.219	2.11456E-7	0.006327806273722968
	30	1	2.000	1.06079E-7	0.05372538479119371
		2	1.194	6.81471E-9	0.005899595635775659
5	5	1	2.000	0.126565	0.087629202600546
		2	2.000	0.0225662	0.04742344547056499
	10	1	2.000	0.015625	0.1004372427983539
		2	1.576	0.00100711	0.01606991448958872
	15	1	2.000	0.000400235	0.05845779435997876
		2	1.576	0.000011793	0.005685675055732097
	20	1	2.000	0.00000310461	0.03942743848549184
		2	1.219	6.17111E-8	0.002517976813985423
	25	1	2.000	1.35321E-8	0.03375894740592236
		2	1.219	2.31522E-10	0.002041865708188692
	30	1	2.000	4.75733E-11	0.03203513662418451
		2	1.194	7.73785E-13	0.001864482797741581

$$\beta = \gamma \cdot \left\{ \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ k \end{matrix} \right] \frac{1}{k+1} \right. \\ \left. \left[1 + \frac{K}{k+1} \frac{b}{m} \frac{1}{1/(E_b/N_0) + 1/(E_b/N_1)} \right]^{-m} \right. \\ \left. - \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ k \end{matrix} \right] \frac{1}{k+1} \right. \\ \left. \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{E_b}{N_0} \right]^{-m} \right\} \quad (16)$$

$$\beta_0 = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ k \end{matrix} \right] \frac{1}{k+1} \\ \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{m} \frac{E_b}{N_0} \right]^{-m} \quad (17)$$

III. 반복 전송시의 FM/ MFSK 신호의 오율해석

반복 코드를 이용하여 하나의 심볼을 T초 동안에 L번 반복시켜 MFSK 변조기에 입력한다. 변조된 신호는 각 칩 구간에서 무작위로 도약하는 주파수에 의해 대역 확산되어 송신된다. 여기서 각 칩 구간에서 발생하는 에러는 서로 독립적이라고 가정한다⁽¹¹⁾. 수신단에서는 송신단의 도약 주파수와 똑같은 도약 주파수를 발생시켜 역확산시키고 각 칩 구간에 있어서 Hard decision을 한다. 수신단에서 송신신호를 복호시에는 M개의 행 중에서 가장 많은 신호를 포함하고 있는 행을 선택하는 다수결 논리를 이용하기로 한다.

반복 전송시 오율식을 구하기 위해 검출 행렬상의 한 열을 고려한 오율식은 다음과 같이 구해진다⁽¹¹⁾.

$$P_{ce} = (1-\rho) \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ k \end{matrix} \right] \\ \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{b}{Lm} \frac{\rho E_b}{N_0} \right]^{-m} \\ + \rho \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ k \end{matrix} \right] \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \right. \\ \left. \frac{b}{Lm} \cdot \frac{1}{1/(E_b/N_0) + 1/\rho \cdot 1/(E_b/N_1)} \right]^{-m} \quad (18)$$

따라서 검출 행렬상에서 옳게 검출될 행속에 i개의 신호가 들어올 확률은 다음과 같다.

$$P_i(i) = \left[\begin{matrix} L \\ i \end{matrix} \right] (1-P_{ce})^{L-i} P_{ce}^i \quad (19)$$

그리고 검출 행렬상의 잘못 검출된 행속에 들어있는 신호의 수가 옳게 검출될 행속에 들어있는 신호의 수보다 크거나 같을때 심볼 에러가 발생한다.

검출 행렬의 전체 행상에는 많아야 L개의 신호가 존재하게 되는데 옳게 검출될 행에 i개의 신호가 존재할 때의 심볼 오율을 $P_s|i$ 로 표시하면 총 심볼 오율은 다음과 같다.

$$P_s = \sum_{i=0}^L P_s|i P_i(i) \quad (20)$$

옳게 검출될 행속에서 i개의 신호가 존재할 때 잘못 검출될 행에는 (L-i)개의 신호가 존재하게 된다. 잘못 검출될 행렬상에는 전체 (M-1)L개의 자리가 있는데, i개의 신호가 옳게 검출될 행렬상에는 전체 (M-1)L개 중에 (M-1)i개에는 신호가 존재하지 않는다. 따라서 잘못 검출될 행중에 신호가 존재할 수 있는곳은 (M-1)(L-i)개가 된다.

잘못 검출될 행들에 존재할 수 있는 (L-i)개의 신호 중에 어느 하나의 잘못 검출될 행속에 j개의 신호가 있을 확률은 다음과 같다.

$$q(j|i) = \frac{\left[\begin{matrix} L-i \\ j \end{matrix} \right] \left[\begin{matrix} (M-1)(L-i) \\ L-i \end{matrix} \right]}{\left[\begin{matrix} (M-1)(L-i) \\ L-i \end{matrix} \right]} \quad (21)$$

$M \geq 4$ 일때 총 심볼 오율식을 구하면 다음과 같다.
L = 우수일때

$$P_s = P_i(0) \sum_{i=1}^{(L/2)-1} (M-1) P_i(i) \\ \left[\frac{1}{2} q(i|i) + \sum_{j=i+1}^{L-i} q(j|i) \right] \\ + (M-1) P_i \left[\frac{L}{2} \right] \frac{1}{2} q \left[\frac{L}{2} \mid \frac{L}{2} \right] \quad (22)$$

L = 기수일때

$$P_s = P_i(0) \sum_{i=1}^{(L/2)-1} (M-1) P_i(i) \\ \left[\frac{1}{2} q(i|i) + \sum_{j=i+1}^{L-i} q(j|i) \right] \quad (23)$$

그리고 비트 오율식은 다음과 같이 구해진다.

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \cdot P_s \quad (24)$$

IV. 수치계산 결과 및 검토

앞절에서 유도한 오율식을 비트 에너지 대 간섭전력비(E_b/N_I), 비트 에너지 대 잡음전력비(E_b/N_0), 페이딩 지수(m), 부분대역 간섭의 대역 점유율(ρ), 다이버시티 반복수(L), 심볼비트수(b) 등을 함수로 하여 수치계산한 결과를 $E_b/N_0 = 13.35$ [dB]일때에 대해 그림 4~그림 11에 나타냈다.

그림 4는 $M=4$, $m=1$ 일때 비트 에너지대 간섭의 전력스펙트럼 밀도비가 26[dB] 이상에서는 ρ 값에 관계없이 $P_e = 3 \times 10^{-2}$ 이고, $m=3$ 일때 E_b/N_I 가 33[dB] 이상에서는 ρ 값에 관계없이 $P_e = 1.5 \times 10^{-3}$ 이고, $m=5$ 일때 E_b/N_I 가 36[dB] 이상에서는 ρ 값에 관계없이 $P_e = 2.0 \times 10^{-4}$ 이다. 또한 E_b/N_I 가 증가하면 ρ 값에 관계없이 오율특성이 일정하고 E_b/N_I 가 작을 때는 ρ 값에 따른 오율의 열화 정도가 크다. 따라서 E_b/N_I 가 크고 m 값이 커짐에 따라 오율 확률이 좋아짐을 알 수 있다.

그림 5는 $M=4$, $m=3$ 이고 $L=1$ 일때 E_b/N_I 가 33[dB] 이상에서는 ρ 값에 관계없이 $P_e = 1.5 \times 10^{-3}$ 이고, $L=3$ 일때 E_b/N_I 가 26[dB] 이상에서는 ρ 값에 관계없이 $P_e = 1.8 \times 10^{-8}$ 이고, $L=5$ 일때 E_b/N_I 가 30[dB] 이상에서는 ρ 값에 관계없이 $P_e = 1.0 \times 10^{-10}$ 이된다. E_b/N_I 가 작을 때는 다이버시티 반복수와 ρ 값에 따라 오율 확률의 변화의 폭이 크며 E_b/N_I 를 증가시켰을 때 대역 점유율 ρ 값에 따른 오율 확률의 변화 양상은 다이버시티 반복수 L 에 있어서 비슷하다. 각 L 에 있어서 대역 점유율 ρ 값에 따른 오율 확률의 변화의 폭은 E_b/N_I 값이 클 수록 넓다.

그림 6과 그림 7로부터 부분 대역 간섭하에서 L 를 5로 일정히 하였을때 M 과 m 를 파라메타로 하여 E_b/N_I 의 변화에 따른 오율 확률을 나타낸 것이다. 이 그림에서 $E_b/N_I = 30$ [dB]에서 $m=1$ 일때 $M=8$ 일 경우가 $M=4$ 일 경우에 비해 약 8.2배 정도 성능이 좋다는 것을 알 수 있으며 오율 확률 10^{-6} 를 기준으로 하여 살펴 보면 $\rho=1$ 이고 $m=1$ 일때 $M=8$ 일 경우가 $M=4$ 일 경우에 비해 E_b/N_I 가 약 2[dB] 개선되고, $\rho=1$ 이고 $m=3$ 일때 $M=8$ 일 경우가 $M=4$ 일 경우에 비해 E_b/N_I 가 약 3[dB] 개선되며, $M=4$ 인 경우 E_b/N_I 가 30[dB]에서 $m=1$ 일때와 $m=5$

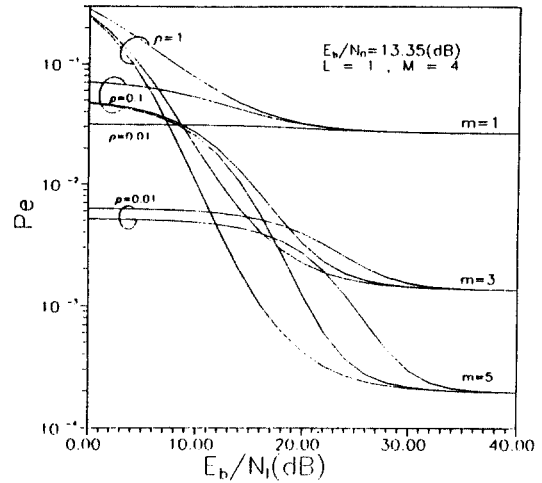


그림 4. m-분포 페이딩 환경하에서 부분대역 간섭 점유율의 변화에 따른 4FSK 신호의 오율특성($E_b/N_0 = 13.35$ [dB], $L=5$ 일때)

Fig. 4. Error rate performance of 4FSK signal with a variation of partial-band interference fraction ratio in m-distribution fading environments ($E_b/N_0 = 13.35$ [dB], $L=5$).

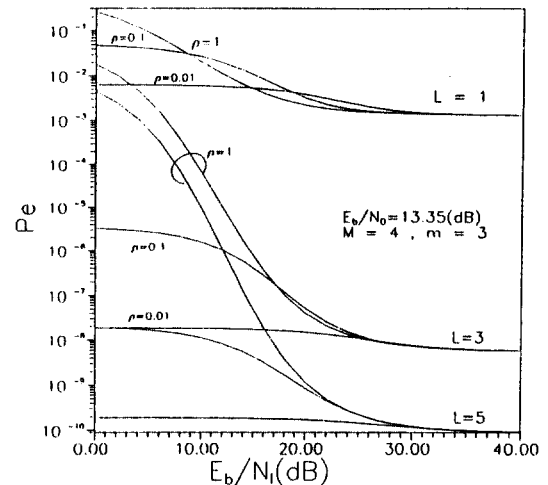


그림 5. 반복다이버시티를 채용할때 부분대역 간섭 점유율의 변화에 따른 4FSK 신호의 오율특성($E_b/N_0 = 13.35$ [dB], $m=3$ 일때)

Fig. 5. Error rate performance of 4FSK signal adopting repeated diversity with a variation of partial-band interference fraction ratio in m-distribution fading environments ($E_b/N_0 = 13.35$ [dB], $m=3$).

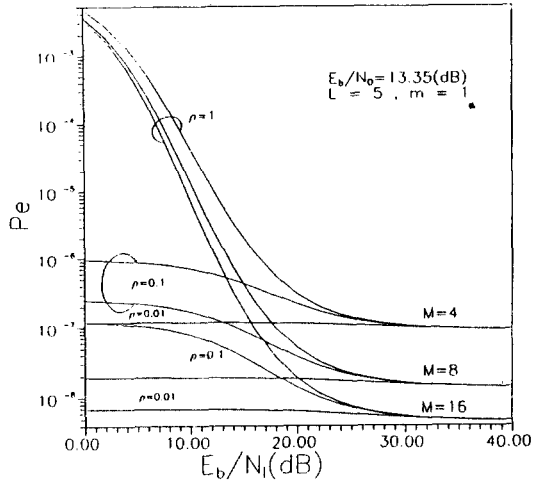


그림 6. 레일리 페이딩 환경하에서의 부분대역 간섭 점유율의 변화에 따른 MFSK 신호의 오류특성($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$, $L=5$ 일때)

Fig. 6. Error rate performance of MFSK signal with a variation of partial-band interference fraction ratio in Rayleigh fading environments($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$, $L=5$).

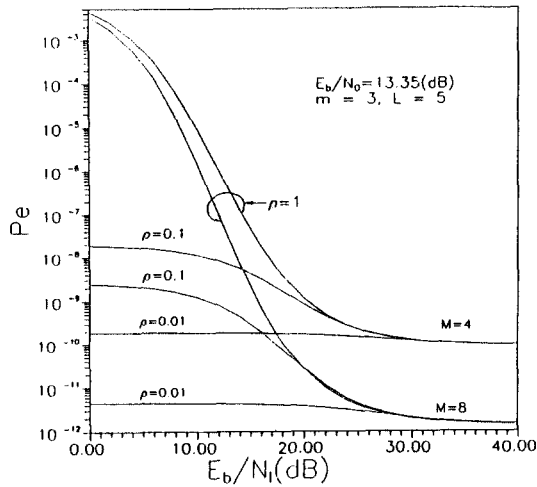


그림 7. 4FSK 신호와 8FSK 신호의 오류특성($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$, $m=3$, $L=5$ 일때)

Fig. 7. Error rate performance of 4FSK and 8FSK signals($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$, $m=3$, $L=5$).

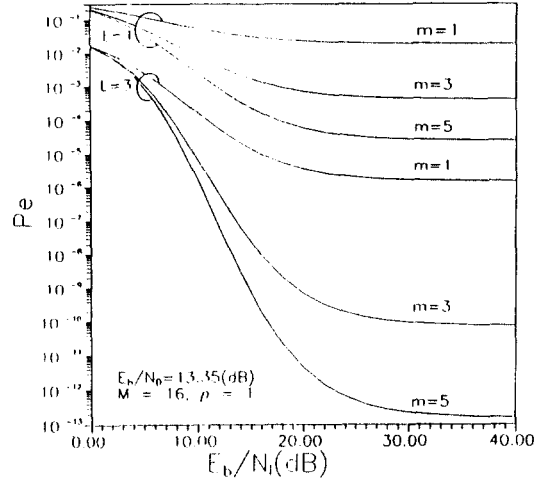


그림 8. m-분포 페이딩과 전대역 간섭 환경하에서 반복 다이버시티의 반복수의 변화에 따른 16FSK 신호의 오류특성($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$ 일때)

Fig. 8. Error rate performance of 16FSK signal with a variation of the number of repeated diversity in m-distribution fading and full-band interference environments($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$).

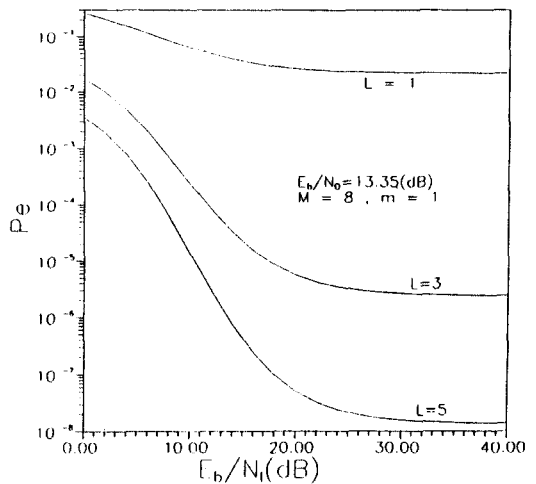


그림 9. 레일리 페이딩하에서 반복다이버시티의 반복수의 변화에 따른 8FSK 신호의 오류특성($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$ 일때)

Fig. 9. Error rate performance of 8FSK signal with a variation of the number of repeated diversity in Rayleigh fading environments($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$).

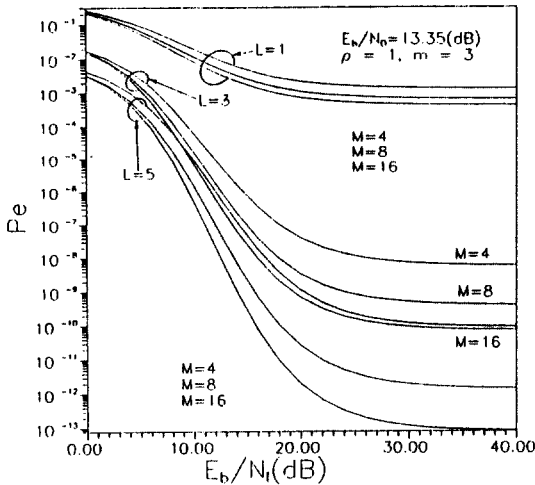


그림 10. 전대역 간섭을 받을때 반복다이버시티의 반복수의 변화에 따른 MFSK 신호의 오율특성($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$, $m=3$ 일때)

Fig. 10. Error rate performance of MFSK signal with a variation of the number of repeated diversity in full-band interference environments($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$, $m=3$).

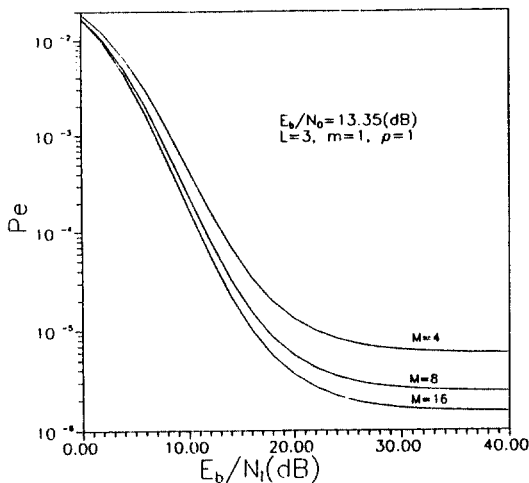


그림 11. 레일리 환경하에서 전대역 간섭을 받을때의 MFSK 신호의 오율특성($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$, $L=3$ 일때)

Fig. 11. Error rate performance of MFSK signal with full-band interference in Rayleigh fading environments($E_b/N_0 = 13.35[\text{dB}]$, $L=3$).

일때를 비교하면 오율 확률이 약 10^3 배 개선된다.

그림 8은 $M=16$ 이고 $\rho=1$ 일때로서, 다이버시티 반복수 $L=3$ 일때 오율 확률 10^{-5} 를 기준으로 하여 비교해 보면 $m=5$ 일때가 $m=1$ 일때보다 E_b/N_t 가 약 7[dB] 개선되고, $m=3$ 일때, $E_b/N_t=30[\text{dB}]$ 에서 $L=3$ 일때가 $L=1$ 인 경우보다 오율 확률이 약 4.0×10^5 배 정도 개선됨을 알 수 있다.

그림 9는 $M=8$, $\rho=1$ 이고 $m=1$ 일때 $E_b/N_t=25[\text{dB}]$ 에서 $L=1$ 일때와 $L=5$ 일때를 비교하면 오율 확률이 약 10^6 배 정도 개선됨을 알 수 있다.

그림 10은 $\rho=1$, $m=3$, $E_b/N_t=13.35[\text{dB}]$ 일때 다이버시티 반복수 L 값을 증가시켰을 경우인데 E_b/N_t 가 클 수록 L 에 따른 개선의 폭이 넓어진다.

예를들면 E_b/N_t 가 25[dB]에서 ρ 값에 관계없이 $M=4$ 일때 $L=1$ 일 때와 $L=5$ 일 때를 비교하면 오율 확률이 약 2×10^7 배 개선되고, $M=16$ 일때 $L=1$ 일 때와 $L=5$ 일 때를 비교하면 오율 확률이 약 1.7×10^9 배 개선됨을 알 수 있다.

그림 11은 레일리 페이딩하에서 $\rho=1$ 이고 $L=3$ 일 때로서, 오율 확률 10^{-5} 을 기준으로 하여 살펴보면 $M=16$ 일때가 $M=4$ 일때보다 E_b/N_t 가 약 7[dB] 정도 개선된다.

이상으로부터 일반적으로 ρ 값이(1~0.01) 작아지면 작아질수록 부분대역에서의 간섭 영향이 전대역에 걸친 간섭보다도 더욱 크다는 것을 알 수 있으며 페이딩 환경과 부분 대역 간섭하에서 반복 다이버시티 기법을 도입하지 않았을 때보다 반복 다이버시티 기법을 도입 하면 오율 특성을 크게 개선시킬 수 있어서 매우 효과적이라는 것을 알 수 있었다.

V.결 론

본 논문에서는 부분대역 간섭과 m-분포 페이딩 환경하에서 FH/MFSK신호에 대한 성능의 개선책으로 반복 다이버시티 기법을 채택하였을 때의 비트 오율 확률식을 유도하고 이를 이용하여 수치 계산한 결과를 그래프로 나타내고 이에 대해 검토하였다.

비트 에너지 대 간섭의 전력스펙트럼 밀도비(E_b/N_t)가 커지면 ρ 값에 관계없이 오율 확률이 일정하며 E_b/N_t 가 작을때는 ρ 값에 따라 오율의 변화 폭이 크다. ρ 값이 작아지면 작아질수록 오율이 열화되는 것으로 보아 전대역에 걸친 간섭보다는 부분대역에서의 간섭 영향이 더욱 크다는 것을 알 수 있다.

다이버시티 경우에는 반복수에 따른 오율 확률의 개선 정도를 알아보았는데 다이버시티 반복수 L의 증가에 따른 오율 확률의 개선폭은 크고 M의 변화에 따른 오율 확률의 변화의 폭은 M값이 커질수록 좁아지고 m값이(예로서 m=5 일때) 클 때 어느정도 성능이 개선됨을 알 수 있다. 따라서 m-분포 페이딩 환경과 부분대역 간섭하에서 오율 확률의 개선의 정도를 살펴보면 페이딩에 의한 오율 확률의 변화 폭 보다는 다이버시티 반복수를 증가함에 따라 오율 특성이 현저하게 개선됨을 알 수 있었다. 앞으로는 본 논문을 바탕으로 m-분포 페이딩 환경하에서 부분대역 간섭을 받을때 시스템의 성능 향상을 위하여 반복 다이버시티 기법과 더불어 부호상관을 함께 적용했을 경우에 대한 연구가 필요하다고 본다.

참 고 문 헌

1. R. C. Dixon, *Spread spectrum systems*, Willy-Interscience, 1976.
2. G. R. Cooper, C.D. McGillem, *Modern communication and spread spectrum*, New York : McGraw-Hill, 1986.
3. P.J. Crepeau, "Uncoded and coded performance of MFSK and DPSK in Nakagami fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.40,no.3, pp. 487-483, March 1992.
4. R.C. Robertson and T.T. Ha, "Error probabilities of fast frequency-hopped FSK with self-normalization combining in a fading channel with partial-band interference," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.10, no.4, pp. 714-723, May 1992.
5. R.C. Robertson and T.T. Ha, "Error probabilities of fast frequency-hopped MFSK with noise-normalization combining in a fading channel with partial-band interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol.40, no.2, pp. 404-412, Feb. 1992.
6. R.C. Robertson and K.Y. Lee, "Performance of fast frequency-hopped MFSK receivers with liner and self-normalization combining in a Rician fading channel with partial-band inter-

- ference," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no.4 pp.731-741, May 1992.
7. M. Nakagami, "The m-distribution- A general formular of intensity distribution of rapid fading." In *statistical methods of radio wave propagation*, W.C. Hoffman Ed., New York : Pergamon Press,pp. 3-36, 19.
8. D.J. Torrieri, *Principles of secure communication systems*, Artech, 1981.
9. M.K. Simon, et al., *Spread spectrum communication*, vol. II, 1985.
10. P.J. Crepeau, "Performance of FH/BFSK with generalized fading in worst case partial-band gaussian interference," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.8, no.5, pp. 884-886, June 1990.
11. R.E Ziemer and R.S. Perterson, *Digital communications and spread spectrum systems*, New York : Macmilan, 1985.

부 록

본문의 식 (8)의 유도

$$\begin{aligned}
 P_{sf} &= \int_0^{\infty} P_{se} \cdot p(R) dR \\
 &= \left[\sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ k \end{matrix} \right] \frac{1}{k+1} \right. \\
 &\quad \left. \exp \left[-\frac{k}{k+1} \frac{R^2}{2\sigma^2} \right] \right. \\
 &\quad \left. \cdot \frac{2 m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp \left[-\frac{mR^2}{\Omega} \right] \right] dR \\
 &= \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ k \end{matrix} \right] \frac{1}{k+1} \cdot \frac{2 m^m}{\Gamma(m) \Omega^m} \\
 &\quad \cdot \int_0^{\infty} R^{2m-1} \exp \left[-\left[\frac{k}{k+1} \frac{1}{2\sigma^2} + \frac{m}{\Omega} \right] R^2 \right] dR \tag{A.1}
 \end{aligned}$$

윗식에 다음의 관계

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} X^{v-1} \exp \left[-UX^p \right] dX &= \frac{1}{|P|} \\
 \cdot U^{-v/p} \Gamma(v/p) \operatorname{Re}(u) > 0, \operatorname{Re}(v) > 0 \tag{A.2}
 \end{aligned}$$

을 이용하면

$$P_{sf} = \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^{k+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ k \end{matrix} \right] \frac{1}{k+1} \left[1 + \frac{k}{k+1} \frac{\Omega}{m} \frac{bE_b}{N} \right]^{-m} \quad \text{본문의 식(8)}$$



姜熙照(Heau Jo KANG) 正會員
 1961年 1月 26日生
 1979年~1986年: 圓光大學校 電子工學
 科 卒業(工學士)
 1986年~1988年: 崇實大學校 半導體工
 學科 卒業(工學碩士)
 1989年 9月~現在: 韓國航空大學 航空
 電子工學科 博士課程修了
 1990年 3月~現在: 東新大學校 電子工
 學科 助教授
 韓國通信學會 職場幹事



趙成俊(Sung Joon CHO) 正會員
 1946年 1月 9日生
 1965年 4月~1969 2月: 韓國航空大學
 航空通信工學科 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 航空通信情報工學科 教授
 韓國通信學會 總務理事