

# 주파수 합성기의 위상 잡음이 SFH/M-NCFSK 시스템에 미치는 영향

## Effects of the Phase Noise in the Frequency Synthesizer on the SFH/M-NCFSK System

손종원 · 이준서\* · 유흥균\* · 박진수\*\*

Jong-Won Son · Jun-Seo Lee\* · Heung-Gyoon Ryu\* · Jin-Soo Park\*\*

### 요 약

본 논문에서는 SFH/M-NCFSK(slow frequency hopping/M-ary non-coherent frequency shift keying) 시스템을 대상으로 FH 주파수 합성기에 위상 잡음이 통신 성능에 미치는 영향에 대해 주파수 편차라는 개념으로 새로이 연구하였다. Square-law 검출기를 이용한 비동기 FSK 복조 방식을 사용하고, FH 주파수 합성기의 위상 잡음을 고려한 SFH 시스템에 대해 해석적 방법으로 심볼 오류 확률을 구하였다. 주파수 합성기의 위상 잡음 전력 스펙트럼 분포와 대응하는 표준주파수편차  $\overline{f_d}$ 와 SFH/M-NCFSK 시스템의 호핑 주파수 간격에 따른 통신 성능을 분석하였다. 표준 주파수 편차가 약 4.0 Hz일 경우, SFH/2-NCFSK 시스템에서 호핑 주파수 간격이  $1/T_h=30$  일 때,  $P_s=10^{-3}$ 을 만족하는 SNR은 약 13.4 dB이다. 이것은 위상 잡음이 없을 때보다 약 2.4 dB의 전력 손실이 발생한다. SFH/4-NCFSK와 SFH/8-NCFSK 시스템에서는 각각 약 2.8 dB와 2.6 dB의 전력손실을 가진다. 호핑 주파수 간격이  $1/T_h=30$  이하이면, error floor가 생겨서 SER 성능이 악화된다. 시뮬레이션에 의한 분석 결과를 제시하였고, 해석적 방법에 의한 분석 결과와 일치함을 확인하였다.

### Abstract

This paper newly analyzes the effect of the phase noise in the frequency synthesizer on the performance of SFH/M-NCFSK system by standard frequency deviation( $\overline{f_d}$ ) when noncoherent FSK demodulation of the square-law detector is considered. We derive the SER in the SFH system and analyze the effect of phase noise on the SFH/M-NCFSK system performance according to the hopping frequency spacing ( $1/T_h$ ) and the variation of the standard frequency deviation  $\overline{f_d}$ . The required SNR is about 13.4 dB to meet  $P_s=10^{-3}$  when the standard frequency deviation is about 4.0 Hz and the hopping frequency spacing ( $1/T_h$ ) in the SFH/2-NCFSK system is 30. So, there is about 2.4 dB power penalty than the phase noise-free system. If the hopping frequency spacing  $1/T_h$  is under 30, the error floor may happen and SER considerably grows up. We show that the analytic results closely match with the simulation results.

Key words : Phase Noise, Frequency Synthesizer, Standard Frequency Deviation, SFH/M-NCFSK

부산디지털정보기능대학(Busan Polytechnic College)

\*충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

\*\*청주대학교 정보통신공학부 및 정보통신연구센터(Dept. of Information & Communication Engineering and Regional Research Center for Information & Communication, Chongju University)

· 논문 번호 : 20030210-025

· 수정완료일자 : 2003년 5월 16일

I. 서 론

LPI & AJ(low probability of intercept and anti-jamming)에 좋은 성능을 발휘하는 FHSS 시스템에서는 hopper와 de-hopper를 담당하는 주파수 합성기가 매우 중요한 역할을 한다. 따라서 주파수 합성기에 나타나는 특성이 FHSS 시스템의 통신 성능에 어떠한 영향을 주는지에 관한 문제는 가장 근본적이면서 중요한 문제가 된다. 특히 정보를 가지고 있는 주파수 사이에 직교성을 유지해야 하는 FSK 변조 방식을 적용한 FH 시스템에서는 주파수 합성기의 특성 중 하나인 위상 잡음이 통신 시스템의 성능에 어떤 영향을 주는지에 대한 분석이 가장 중요하다.

1982년 W. P. Robins는 주파수 영역에서의 위상 잡음은 시간 영역에서의 주파수 편차에 대응된다는 사실을 설명하였고, 주파수 합성기의 위상 잡음을 고려하여 주파수 변조 시스템을 대상으로 이러한 현상을 분석하였다<sup>[1]</sup>. 1993년 S. Hussain 등은 W. P. Robins의 위상 잡음 분석을 바탕으로 AWGN 환경에서 오실레이터의 위상 잡음이 존재하는 비동기식 FSK 시스템을 대상으로 통신 성능을 분석하였다<sup>[2]</sup>. 1992년 A. G. Burr는 등가 기저 대역 전달함수를 이용하여 비동기식 FSK 시스템을 대상으로 오실레이터의 위상 잡음이 존재할 때 발생하는 성능 저하 현상에 대해 연구하였다<sup>[3]</sup>. 최근 2001년에는 Mihajlo S. 등이 동기식 optical FSK 시스템에서 위상 잡음이 존재할 때 나타나는 신호의 특성과 통신 시스템의 성능 영향에 대해 연구하였다<sup>[4]</sup>. 1999년 Shyh- Lin Tsao 등은 위상 잡음이 존재하는 새로운 구조의 optical heterodyne FSK 위상 통신 시스템에 대해 통신 성능을 분석하였다<sup>[5]</sup>.

본 논문에서는 W. P. Robins의 위상 잡음 분석을 기반으로 주파수 편차라는 개념으로 FSK 변조 방식을 사용한 FH 시스템에서 FH 주파수 합성기의 위상 잡음이 통신 성능에 어떠한 영향을 미치는지 새로이 연구하였다. 한 심볼당 한번 도약하는 Slow FH 시스템을 대상으로 하였고, 비동기식 FSK 복조기는 in-phase와 quadrature의 상관기와 square-law 검출기로 구성된다. 결정 변수의 통계적 특성을 이용해 심볼 오류 확률을 해석적 방법으로 구하였고, 위상 잡음 전력 스펙트럼 분포와 호핑 주파수 간격에 따른

통신 성능을 분석하였다. 또한 해석적 방법에 의한 시스템의 성능 분석 결과는 실제 시뮬레이션을 이용한 연구 결과와 비교하였다.

II. FH 통신 시스템에서 위상 잡음

주파수 합성기의 위상 잡음은 FSK 변조 방식에서 주파수 변화의 시간 함수 적분형태로 나타난다. 그러므로, 이것은 송·수신기 사이에 주파수 편차를 야기하여 신호의 직교성을 깨뜨리게 되며 결과적으

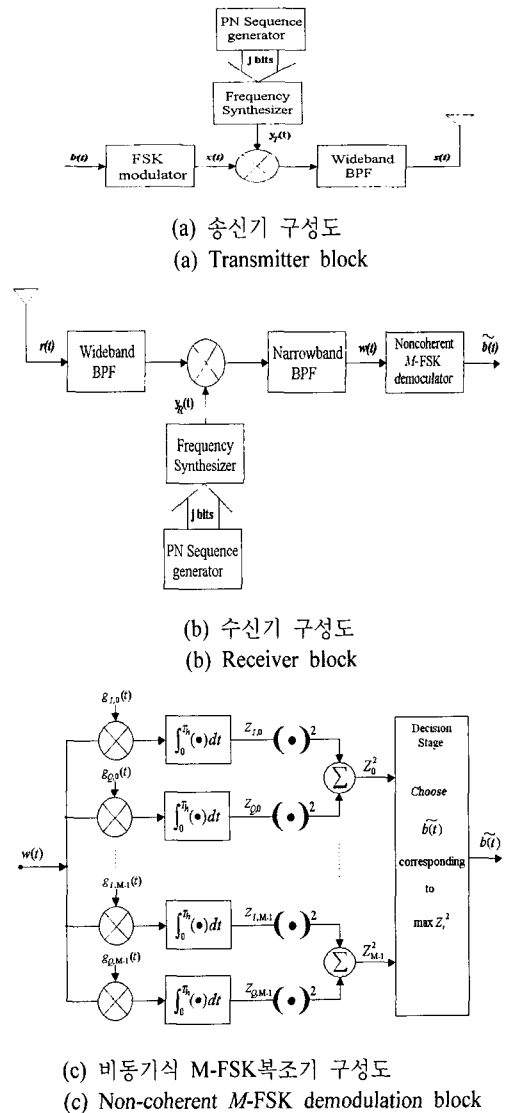


그림 1. SFH/M-NCFSK 시스템의 송·수신 블록도  
Fig. 1. Transmitter and receiver block of the SFH/M-NCFSK system.

로 통신 시스템의 성능에 악영향을 주게 된다. 본 논문에서는 기존의 분석방법과 달리 새롭게 주파수 편차라는 개념으로 위상잡음의 영향을 분석한다. 주파수 합성기의 위상 잡음은 시간 영역에서의 주파수 편차와 대응된다<sup>[1]</sup>. 즉 주파수 편차와 위상잡음의 3 dB 대역폭인  $f_{3dB}$ 는 일정한 관계가 있으며 따라서 전력스펙트럼밀도(PSD) 즉, dBc/Hz와도 대응되는 관계가 있다. 이와 같은 주파수 편차는 평균이 0인 가우시안 분포로 모델링될 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$P(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi f_d^2}} \cdot \exp\left(-\frac{f^2}{f_d^2}\right) \quad (1)$$

여기서  $\overline{f_d}$ 은 표준 주파수 편차이며  $\overline{f_d}^2 = 4k_a \ln 2$ 로 된다.  $k_a$ 는 플리커 잡음상수이다. 플리커 잡음은 위상 잡음의 전력 스펙트럼을 구성하는 첫번째 성분을 의미하며,  $k_a f^3$ 로 표현된다. 상수  $k_a$ 는 생산업체에서 공급하는 데이터시트나 실제 측정 및 시뮬레이션을 통해서 결정되는 값이다. 본 논문에서는 그림 1의 송·수신 블록도와 같은 SFH/M-NCFSK 시스템을 고려하여 통신 성능을 분석하였다. 그리고 그림 1(a)와 (b)에서 주파수 합성기 출력 신호인  $y_T(t)$ 와  $y_R(t)$ 에만 위상 잡음이 존재함을 가정한다.

본 논문은 FH 시스템에서 한 심볼당 한번 도약하는 Slow FH 방식을 고려하였고, 따라서 정보 심볼 구간  $T_s$ 와 주파수 도약 구간  $T_h$ 는 서로 동일한 값을 가진다. 그림 1(a)에서  $b(t)$ 는  $0 \leq t < T_s$  구간에서 정보 데이터  $b_l$ 을 가진다. 그리고  $b_l$ 은  $b_l=0, b_l=1, \dots, b_l=M-1$ 이다.  $M$ 은 FSK 변조 레벨이다. 이 정보 데이터를 입력으로 받는 FSK 변조기는 출력 신호  $x(t)$ 를 가진다.

$$x(t) = \cos 2\pi(f_c + b_l \cdot \Delta f)t, \quad b_l \in \{0, 1, \dots, M-1\} \quad (2)$$

여기서  $f_c$ 는 중심 주파수이고,  $\Delta f$ 는 FSK 신호의 주파수 간격으로 비동기식 FSK 변조 방식에서 신호들의 직교성을 유지하기 위해 반드시  $1/T_s$ 이 되어야 한다<sup>[6]</sup>. 그러므로  $\Delta f$ 는  $1/T_s = 1/T_h$ 이다.  $x(t)$ 는 주파수 합성기 출력 신호인  $y_T(t)$ 와 곱해진다.  $y_T(t)$ 의 주파수는 PN 수열 생성기로부터 발생하는  $j$  비트에 따라 매 도약 구간마다 다른 주파수를 출력하게 된다.  $j$  비트의 조합  $2^j$ 개에 대응되는  $2^j$ 개의 서로 다른 주파수가

주파수 합성기에서 발생한다.  $l$  번째 도약에서 위상 잡음(phase noise)이 존재하는 주파수 합성기의 출력 신호  $y_T(t)$ 는 다음과 같다.

$$y_T(t) = 4\sqrt{2E_s/T_h}(\cos 2\pi(i_l \cdot \Delta f)t + \theta_T(t)). \quad (3)$$

여기서 시간  $t$ 의 구간은  $lT_h \leq t < (l+1)T_h$  이고,  $E_s$ 는 심볼 에너지,  $i_l \in \{0, M, \dots, M(2^l-1)\}$ 는 주파수 호핑 명령에 의하여 결정되어지는 정수,  $\theta_T(t)$ 는 송신기 주파수 합성기의 위상 잡음이다.  $l$ 번째 도약에서  $x(t)$ 와  $y_T(t)$ 의 곱 신호가 광대역 대역통과필터를 거친 후의 신호  $[x(t) \times y_T(t)]_{BPF}$ 는 아래와 같다.

$$s(t) = 2\sqrt{2E_s/T_h} \cos(2\pi(f_c + i_l \cdot \Delta f + b_l \cdot \Delta f)t + \theta_T(t)). \quad (4)$$

여기서  $b_l$ 은  $b(t)$ 의  $l$ 번째 정보 데이터 값이다. 위 식에서  $b_l=0$ 일 때는 전송 주파수가  $f_c + i_l \cdot \Delta f$  이고,  $b_l=1$ 일 때는 전송 주파수가  $f_c + i_l \cdot \Delta f + \Delta f$  이 된다. 그러므로, 전송 가능한 주파수 집합은  $\{f_c, f_c + \Delta f, f_c + 2\Delta f, \dots, f_c + (J-1)\Delta f\}$  이다. 여기서  $J=M \cdot 2^l$ 이고, 전체  $J$ 개의 주파수 집합이 존재한다. AWGN 채널을 거친 후 수신된 신호  $r(t)$ 는 수신기의 위상 잡음이 존재하는 주파수 합성기의 출력 신호  $y_R(t) = \cos(2\pi(i_l \cdot \Delta f)t + \theta_R(t))$ 와 곱해지게 된다. 여기서  $\theta_R(t)$ 는 수신기 주파수 합성기의 위상 잡음(phase noise)이다.

$$y_R(t) \cdot r(t) = \sqrt{2E_s/T_h}(\cos(2\pi(f_c + 2i_l \Delta f + b_l \Delta f)t + \theta_T(t) + \theta_R(t)) + \cos(2\pi(f_c + b_l \Delta f)t + \theta_T(t) - \theta_R(t)) + n(t)). \quad (5)$$

식 (5)에서 송신기와 수신기의 주파수 합성기 출력 신호에 포함된 위상 잡음  $\theta_T(t)$ 와  $\theta_R(t)$ 는 서로 동일한 특성의 랜덤 변수라고 가정한다. 식 (5)에서  $\theta_T(t) - \theta_R(t)$ 는  $\theta(t)$ 로 정의하고, 이것은 평균이 0인 가우시안 분포를 갖는 주파수 편차 랜덤 변수  $F_d(t)$ 의 시간 적분 형태로 볼 수 있다<sup>[1]</sup>. 따라서 식 (5)는 협대역 대역 통과 필터에 의해 고주파수 항이 제거된 후 다음과 같이 표현된다.

$$w(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \cos 2\pi(f_c + b_l \Delta f + f_d(t))t + n(t) \quad (6)$$

비동기식 M-FSK 복조기의 구조는 그림 1(c)에서 볼 수 있다. 복조기 입력 신호  $w(t)$ 는 첫 단계로  $M$ 개의 in-phase와 quadrature의 상관기를 거친 후, square-

law 검출기에 입력된다.  $l$ 번째 복조기 입력 신호는 다음과 같다.

$$w(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_h}} \cos 2\pi(f_c + f_l + f_d(t))t + n(t). \quad (7)$$

여기서  $f_l = b_l \cdot \Delta f$  이다.

$k$  번째 in-phase와 quadrature 상관기의 로컬 오실레이터 신호들은 다음과 같다.

$$g_{I,k} = \sqrt{2/T_h} \cos 2\pi(f_c + f_k)t, \quad (8)$$

$$g_{Q,k} = \sqrt{2/T_h} \sin 2\pi(f_c + f_k)t. \quad (9)$$

$k$  번째 in-phase 상관기 출력은 다음과 같다.

$$Z_{I,k} = 2 \frac{\sqrt{E_s}}{T_h} \int_0^{T_h} \{ \cos 2\pi(f_c + f_l + f_d(t))t \cdot \cos 2\pi(f_c + f_k)t \} dt + n_{I,k} \quad (10)$$

위 식에서  $f_d(t)$ 는  $N(0, \overline{f_d})$ 의 가우시안 정규 분포를 갖는 주파수 편차의 랜덤 프로세스이다. 여기서  $f_d(t)$ 를 대표값 표준 주파수 편차  $\overline{f_d}$ 로 대체하여 분석한다면 식 (10)은 다음과 같이 정리된다.

$$Z_{I,k} = \sqrt{E_s} \cdot \frac{\sin(2\pi(f_l - f_k + \overline{f_d})T_h)}{2\pi(f_l - f_k + \overline{f_d})T_h} + n_{I,k}. \quad (11)$$

$k$ 번째 quadrature 상관기 출력은 다음과 같다.

$$Z_{Q,k} = \sqrt{E_s} \cdot \frac{[\cos(2\pi(f_l - f_k + \overline{f_d})T_h) - 1]}{2\pi(f_l - f_k + \overline{f_d})T_h} + n_{Q,k}. \quad (12)$$

본 논문에서는 square-law 검출 방식을 사용하였기 때문에  $k$  번째 in-phase와 quadrature 상관기 출력 신호는 각각 제공된 후 합쳐져서 decision 단에 입력 즉, 결정 변수가 된다<sup>[6]</sup>. Decision 단의  $k$  번째 결정 변수는 다음과 같다.

$$Z_k^2 = E_s \cdot \sin^2 \{ (f_l - f_k + \overline{f_d})T_h \} + n_k. \quad (13)$$

여기서 잡음과 관련된 항은  $n_k$ 로 정의하였다.  $f_l$ 은 송신기에서 보낸 정보 신호  $b_l$ 에 대응되는 주파수 정보이고,  $f_k$ 는 수신기에서 발생하는 정보 신호  $b_k$ 에 대응되는 주파수 정보이다. 따라서,  $k=l$ 인 경우와  $k \neq l$ 인 경우 두 가지로 나누어 생각할 수 있다.

첫째로,  $k=l$ 인 경우에 결정 변수는 아래와 같다.

$$Z_l^2 = E_s \cdot \sin^2 \left\{ \overline{f_d} \cdot T_h \right\} + n_l. \quad (14)$$

다음으로,  $k \neq l$ 인 경우에 결정 변수는 다음과 같다.

$$Z_l^2 = E_s \cdot \sin^2 \{ [(b_l - b_k) + \overline{f_d}] \cdot T_h \} + n_k. \quad (15)$$

식 (14)는 원하는 정보 신호의 전력  $E_s$ 에 주파수 편차  $f_d(t)$ 로 인해 발생하는 감쇄항  $\sin^2(\overline{f_d} \cdot T_h)$ 이 나타난다. 그리고 식 (15)는 송·수신기 사이의 주파수 편차  $f_d(t)$ 가 원인이 되어 SFH/M-NCFSK 신호 사이에 직교성을 깨트려 생겨나는 간섭항으로 볼 수 있다.

그림 2는 표준 주파수 편차  $\overline{f_d}$ 에 따른 3개 결정 변수들의 크기 변화를 보인 것이다. 그림 2에서 보듯이, 위상잡음의 영향을 받지 않을 때 즉,  $\overline{f_d}$ 가 0이면 신호간에 직교성이 유지되므로 다른 두 개의 결정 변수(II와 III)들은 원하는 결정 변수(I)에 전혀 영향을 주지 않는다. 그러나 위상 잡음으로 인해  $\overline{f_d}$ 가 발생하게 되면 신호간에 직교성이 깨지게 되므로 원하는 결정 변수의 값인  $z_0$ 는 감소하면서 원하지 않는 다른 결정 변수의 값들인  $z_1$ 과  $z_2$ 가 생겨나게 되어 decision 단에 영향을 주게 된다. 이것은 곧 바로 시스템의 통신 성능에 악영향을 준다.  $k$ 번째 결정 변수  $Z_k^2$ 의 확률밀도 함수는 Rician 분포를 갖는다<sup>[2],[6]</sup>.

이것은  $k$ 번째 in-phase와 quadrature의 상관기 출력 변수  $Z_{I,k}$ 와  $Z_{Q,k}$ 가 통계적 독립 가우시안 랜덤변수이고, 따라서  $k$ 번째 결정 변수인  $Z_k^2 = Z_{I,k}^2 + Z_{Q,k}^2$ 의 분포 특성이 Rician 분포를 보이기 때문이다. 그러므로  $Z_k$ 의 확률밀도 함수는 다음과 같이 주어진다.

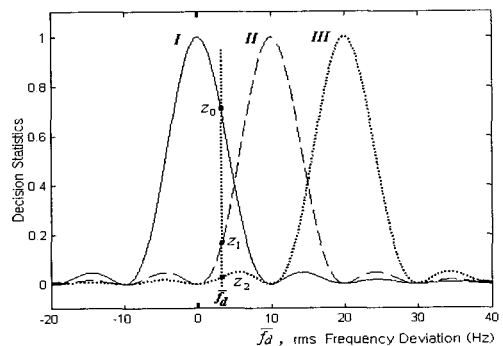


그림 2. 유효 주파수 편차에 따른 결정 변수  
Fig. 2. Decision statistics v.s. frequency deviation.

$$f(Z_k, \bar{f}_d) = Z_k \exp\left\{-\left(\frac{Z_k^2}{2} + \frac{E_s}{N_o} f(b_l, b_k)\right)\right\} \cdot I_0\left(Z_k \sqrt{\frac{2E_s}{N_o} f(b_l, b_k)}\right). \quad (16)$$

여기서는  $f(b_l, b_k) = \sin^2(b_l - b_k + \bar{f}_d \cdot T_b)$  표준주파수 편차를 변수로 하는 함수이다.

그래서 위상 잡음이 존재하는 SFH/M-NCFSK 시스템의 심볼 오류 확률은 다음과 같이 구할 수 있다. 정보데이터  $b_l$  이 전송되었을 때, 에러확률  $P_s(e | b_l)$  은 다음과 같다.

$$P_s(e|b_l) = P\{Z_l \neq \max_k Z_k, k=0, 1, \dots, M-1\} \\ = \int_0^{+\infty} P(\bar{f}_d) \left\{ \int_{Z_l=0}^{+\infty} f(Z_l, \bar{f}_d) \left( \prod_{k=0, k \neq l}^{M-1} \int_{Z_k=Z_l}^{+\infty} f(Z_k, \bar{f}_d) dZ_k \right) dZ_l \right\} d\bar{f}_d \quad (17)$$

여기서  $P(\bar{f}_d)$ 은 가우시안 분포를 갖는 주파수 편차 랜덤 변수의 확률밀도 함수이다. 평균 심볼 오류 확률은 다음과 같다.

$$P_s = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} P_s(e | b_l). \quad (18)$$

### III. 성능 분석과 논의

II장에서 설명하였듯이, 주파수 합성기의 출력 주파수에서 발생하는 위상 잡음은 시간 영역에서의 주파수 편차와 대응 관계를 가진다. 그리고 이러한 주파수 편차는 식 (1) 처럼 가우시안 분포를 가진다. 그림 3은  $\bar{f}_d$  가 약 4.0 Hz 이고, Slow FH 시스템에서 2, 4, 그리고 8-NCFSK 변조 방식을 사용한 경우에 심볼 오류 확률의 성능을 보인 것이다. 이론적인 곡선은 II장에서 분석한 에러 확률수식을 이용하여 구한 것이고, 시뮬레이션은 Matlab 프로그래밍 방법으로 얻은 것이다. 그림 3(a) SFH/2-NCFSK 시스템의 SER을 보면 호핑 주파수 간격이 좁아질수록 SER 성능이 나빠짐을 확인할 수 있다. 위상 잡음으로 인한 주파수 편차는 송·수신기 사이에 신호의 직교성을 깨뜨리게 되어 SER의 성능을 저하시키게 된다. 호핑 주파수 간격이 좁아질수록 호핑 주파수 간격이 넓은 것에 비해 상대적으로 SER 성능이 나빠지게 된다. 그러므로 호핑 주파수 간격이 넓을수록 위상 잡음의

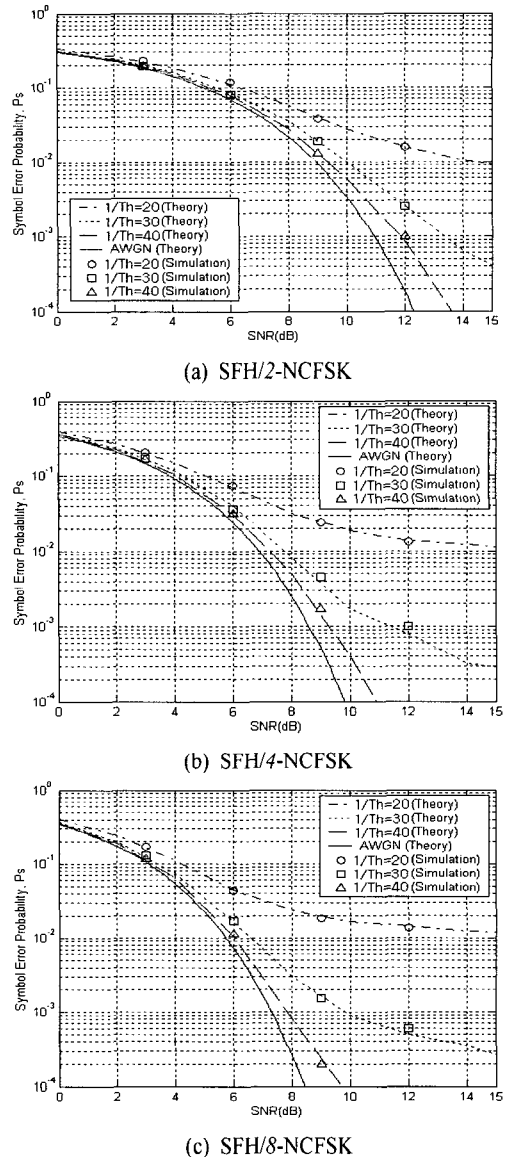


그림 3. SFH/M-NCFSK의 SER  
Fig. 3. SER of the SFH/M-NCFSK.

영향에 의한 성능 저하가 줄어드는 특성을 가진다. 그림 3(a)의 SFH/2-NCFSK 시스템에서 호핑 주파수 간격이 40일 경우  $P_s=10^{-3}$  을 만족하는 SNR은 약 11.8 dB로 위상 잡음이 없는 경우에 비해 약 0.8 dB의 SNR에서 전력손실을 가진다. 호핑 주파수 간격이 30일 경우는 약 2.4 dB의 전력 손실을 가진다. 그림 3(b)의 SFH/4-NCFSK 시스템에서 호핑 주파수 간격이 40일 때에는 약 0.6 dB의 전력 손실을 보이고, 호핑 주파수 간격이 30일 때는 약 2.8 dB의 전력 손

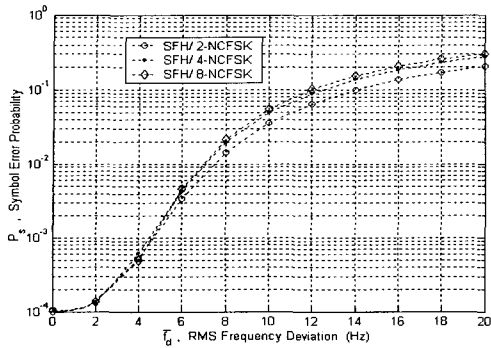


그림 4. 유효 주파수 편차가 따른 SER  
Fig. 4. SER v.s. rms frequency deviation.

실을 보인다. 그림 3(c)의 SFH/8-NCFSK 시스템의 경우는 앞의 두 시스템과 같은 특성을 가지고, 호핑 주파수 간격이 40과 30일 때 각각 약 0.6 dB와 2.6 dB의 SNR 손실을 가지게 된다. 또한 모든 시스템에서 호핑 주파수 간격이 30 이하가 되면 error floor가 발생하여 SER 성능에 심각한 영향을 주게 된다.

그림 3에서 보듯이 해석적 방법에 의한 SER의 성능 분석 결과는 실제 시뮬레이션을 이용한 연구 결과와 거의 일치한다. 본 논문에서 실행한 시뮬레이션은 SFH/M-NCFSK 시스템의 수신단 신호의 주파수 성분  $N(0, \bar{f}_d)$ 의 가우시안 정규 분포를 갖는 주파수 편차 랜덤 프로세스,  $f_d(t)$ 를 고려하여 실행하였다.

그림 4는 3개의 변조 방식이 위상 잡음이 없는 AWGN 환경에서  $P_s=10^{-4}$ 을 만족하는 SNR 값으로 고정되어 있을 때 표준 주파수 편차의 변화에 따른 심볼 오류 확률을 나타낸 것이다. 그림 4에서 보듯이, 표준 주파수 편차가 약 4.0 Hz 이상부터 급격히 SER이 증가되며, 표준 주파수 편차의 크기에 별로 관계없이 SFH/2-NCFSK, SFH/4-NCFSK, 그리고, SFH/8-NCFSK 모든 방식에서 거의 비슷한 SER 성능을 보인다. 이것은 SFH/M-NCFSK 시스템에서 위상 잡음으로 인한 성능 저하 현상이 변조 레벨  $M$ 에 관계없이 거의 유사함을 의미한다.

#### IV. 결 론

본 논문은 FH 시스템에서 주파수 합성기의 위상 잡음에 영향을 받은 통신 시스템의 성능 저하 현상을 주파수 편차라는 개념으로 새로이 연구하였다.

표준 주파수 편차가 변화할 때, Slow FH/M-NCFSK 시스템에서  $M$ 이 2, 4, 그리고, 8인 시스템 대해 여러 가지 호핑 주파수 간격에 따라 SER 성능을 분석하였다. 표준 주파수 편차가 약 4.0 Hz인 경우, SFH/2-NCFSK 시스템에서 호핑 주파수 간격이 30일 때  $P_s=10^{-3}$ 을 만족하는 SNR은 약 13.4 dB로 위상 잡음이 없을 때보다 약 2.4 dB의 전력 손실이 발생한다. SFH/4-NCFSK와 SFH/8-NCFSK 시스템에서는 각각 약 2.8 dB와 2.6 dB의 비슷한 전력손실을 가진다. 또한 호핑 주파수 간격이 30 이하가 되면 error floor가 발생하여 통신 성능에 심각한 영향을 주게 된다. 표준 주파수 편차의 변화에 따른 SER 분석으로, 표준 주파수 편차가 약 4.0 Hz 이상부터 급격히 SER이 증가되며, 표준 주파수 편차의 크기에 별로 관계없이 3가지 방식에서 거의 비슷한 SER 성능을 보였다. 본 논문에서는 시뮬레이션에 의한 분석 결과를 제시하였고, 이것이 해석적 방법에 의한 분석 결과와 거의 일치함을 확인하였다. 본 논문에서의 결과는 시스템의 설계나 요구 조건을 만족시키는데 유용하게 사용할 수 있을 것이다.

#### 참 고 문 헌

- [1] W. P. Robins, *Phase Noise in Signal Sources*, Peter Peregrinus, IEE Telecommunications Series 9, 1982.
- [2] S. Hussain, S. K. Barton, "Non-coherent Detection of FSK signals in the Presence of Oscillator Phase Noise in an AWGN Channel", *7th IEE European Conference on Mobile Personal Communications*, Brighton, Proc., no. 387, pp. 95-98, Dec. 1993.
- [3] A. G. Burr, "Comparison of coherent and noncoherent modulation in the presence of phase noise", *IEE Proceedings-I*, vol. 139, no. 2, pp. 147-155, April 1992.
- [4] Mihajlo Stefanovic, Dejan Milic, "An Approximation of Filtered Signal Envelope with Phase Noise in Coherent Optical Systems", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 11, pp. 1685-1690, Nov. 2001.
- [5] T. Shyh-Lin, Y. Hao-Chin and L. Yi-Chih, "Performance Evaluation of a New Optical Hetero-

dyne FSK Satellite Communication System", *Microwave and Optoelectronics Conference*, Rio de Janeiro, Brazil, vol. 1, pp. 86-89, Aug. 1999.

[6] Proakis, John G., *Digital Communications*, McGraw-Hill Book Company, 4nd Edition, 2001.

### 손 중 원



2003년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학박사)  
현재: 부산디지털정보기능대학 교수  
[주 관심분야] 디지털시스템, 통신 회로설계

### 유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수  
[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리

### 이 준 서



2003년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 (공학사)  
2003년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로설계

### 박 진 수



1978년~현재: 청주대학교 정보통신공학부 교수  
1999년~현재: 청주대학교 정보통신연구센터 소장  
[주 관심분야] 디지털 이동통신, 부호이론, 대역확산 통신, Multimedia 통신, 영상통신 등