

FSK 변조에 의한 CPM DS-SS 통신시스템의 단일주파수 잡음에 대한 성능평가

박종연* · 황준원**

Performance Analysis against Single Tone Jamming for CPM DS-SS System with FSK Modulation.

Park, Chong-Yeon* · Hwang, Jun-Won**

ABSTRACT

This paper has analyzed the performance against a single tone jamming for the CPM DS-SS system with a Binary FSK Modulation. The CPM DS-SS system designed with the different phase shift of the same pseude-noise code has the advantage of reducing the jamming and interference effects on multi-users communication environment. Analytical results show that the system preformance improves by increasing parrallel users in the presence of the coherent single-tone, which is the worst interference since the jamming signal has the same frequency as a carrier.

1. 서론

대역확산 다중접속 (Spread Spectrum Multiple Access: SSMA) 방식은 오늘날 여러 분야에서 다양하게 이용되고 있으며 다중접속 능력과 더불어 확산 방식이 지닌 도청에 대한 대항능력, 동일 주파수 대역에서 대역확산 되지않은 다른 시스템과의 공존능력, 채널의 페이딩과 다중경로 (multi-path) 현상에 대한 극복능력 등의 특징을 갖고 있다^{[1]-[11]}. SSMA의 몇가지 형태 가운데 DS(Direct Sequence)/SSMA에서는 각 사용자가 고유한 부호를 할당받으며, 이러한 부호는 디지털 데이터와 함께 반송파 변조에 이용된다^{[2]-[7]}. 최근 발표된 CPM DS-SS (Code Phase Multiplexed Direct Sequence Spread Sprctrum) 방식은 대역을 확산시키기 위해 하나의 의사잡음 발생기만을 가지고 위상을

지연시켜 여러개의 의사잡음을 얻는 방식으로서 신호의 수가 많아질수록 채널상에서 발생하는 방해파에 더욱 강한 특성을 가질 뿐만 아니라 의사잡음의 상호상관이 적어 다중진송시에도 신호의 간섭을 줄일수 있는 장점을 갖고 있다^[3]. 기존의 CPM 방식의 시스템에 대한 성능분석은 BPSK 변조방식을 적용한 것이기 때문에 그 외의 다양한 채널환경하에 적용할 수 있는 다른 디지털 변조방식을 사용한 시스템 성능분석에 대한 연구는 부족한 편이다. 따라서 본 연구에서는 전력선과 같이 열악한 잡음환경에서 사용하는 통신방식^[11]으로 두개의 반송주파수를 갖는 이진 FSK (Frequency Shift Keying) 변조방식에 의한 CPM DS-SS 시스템의 성능을 분석하기 위해 시스템을 모델링 하여 시스템의 비트오류확률(Bit Error Rate: BER)에 대한 식을 유도한 후, 수치해석과 시뮬레이션 과정을 수행하였다. 이때 채널에 유입되는 협대역잡음은 반송파와 동일한 성분의 단일주파수 잡음이 인가된 경우 즉, 가장 심각한 경우에 대한 시스템 성능을 분석하였다.

* 강원대학교 전기공학과 교수

** 강원대학교 대학원 전기공학과 석사과정

2. FSK 변조에 의한 CPM DS-SS 시스템

2.1. 시스템 모델링

FSK 변조방식에 의한 직접확산 통신방식을 다중채널로 활용할 수 있는 통신시스템의 잡음특성을 해석하기 위한 시스템 모델은 다음 그림 1과 같이 표현할 수 있다. 이때 k개의 각 입력 데이터열 $d_i(t)$ 는 하나의 의사잡음 발생기를 이용하여 동일한 PN 코드, $p_i(t)$ 를 시간축에서 τ_i 만큼 천이 (Shift)시켜서 $d_i(t)$ 에 곱하는 방법으로 주파수 대역을 확산시킨다.

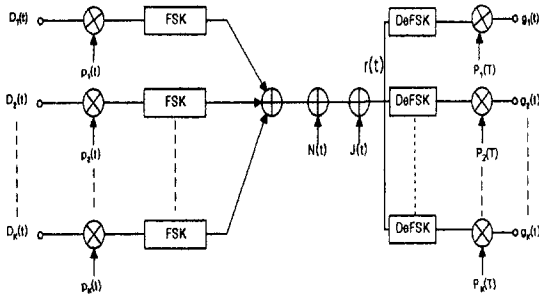


Fig. 1. CPM DS-SS System Modeling with FSK Modulation

수식을 이용한 시스템의 모델링 과정은 다음과 같다. 그림 1의 송신부에서 첫 번째 데이터열 $d_1(t)$ 에 곱해서 대역을 확산시키는 PN을 $p_1(t)$ 라고 하면 i-번째 데이터열 $d_i(t)$ 에 곱해지는 PN $p_i(t)$ 는 다음과 같은 수식으로 표현된다^[3].

$$p_i(t) = p_1(t - \tau_i) \dots \dots \dots (1)$$

또한 채널에 부가되는 백색잡음을 $n(t)$ 라고 놓고 채널상에 연결된 다른 시스템에서 발생하는 잡음은 일반적으로 특정한 협대역 jamming신호이므로 $j(t)$ 라고 할 때, 시스템 모델링은 결국 $n(t)+j(t)$ 의 형태의 잡음이 부가되어 그림 5의 채널로 모델링된다. 따라서 채널의 출력부 즉, 수신 시스템의 입력 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.^[3]

$$r(t) = s(t) + n(t) + j(t) \dots \dots \dots (2)$$

여기서 $d_i(t)p_i(t)$ 가 1과 -1이 될 확율이 각각 1/2라면 송신부 출력 $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$s(t) = A \sum_{i=1}^{k/2} d_i(t) p_i(t) \frac{1}{2} [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \dots \dots \dots (3)$$

수신단에서 첫 번째 데이터열 $d_1(t)$ 를 복조하기

위한 PN코드의 동기가 달성 되었다고 가정하고, 필터가 $d_1(t)$ 를 복조하도록 정합되면 첫 번째 정합 필터의 출력 $g_1(T)$ 는 다음과 같다.

$$g_1(T) = \frac{1}{T} \int_0^T r(t) p_1(t) 2 \cos(\omega t) dt = \frac{A_1}{\sqrt{k}} d_1(T) + I(T) + J(T) + N(T) \dots \dots \dots (4)$$

여기서 $I(T)$ 는 $d_1(t)$ 이외의 데이터열에서 발생하는 잡음으로 자기잡음 (Self-Interference)이며 $J(T)$ 는 외부 협대역 잡음(jamming)이고, $N(T)$ 는 부가 잡음으로 각각 다음과 같이 유도 된다.

$$I(T) = \frac{A_1}{\sqrt{k}} \sum_{i=2}^k \frac{1}{T} \int_0^T d_i(T) p_i(t) p_1(t) dt \dots \dots \dots (5)$$

$$J(T) = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} j(t) p_1(t) [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] dt \dots \dots \dots (6)$$

$$N(T) = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} n(t) p_1(t) [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] dt \dots \dots \dots (7)$$

수식을 간단히 하기 위하여, 주기 G 를 갖는 최장 계열 PN부호를 사용한다고 가정해본다. 이때 자기상관함수 (Autocorrelation Function) $R_c(\tau)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$R_c(\tau) = \begin{cases} 1 & : \tau = 0, G, 2G \text{ 인 경우} \\ -1/G & : \text{그 외} \end{cases} \dots \dots \dots (8)$$

이때 확산대역폭과 전체 데이터율을 일정하게 유지한다고 했을 때, 사용자수 K 가 증가함에 따라 그에 따른 각각의 데이터율은 감소하게 된다. 따라서 다음과 같은 식이 유도된다.

$$\frac{1}{T} \int_0^T p_i(t) p_1(t) dt = -\frac{1}{KG_1} \dots \dots \dots (9)$$

이때 G_1 은 $K=1$ 일때 PN부호의 길이이다. 따라서 식(5)에서의 자기잡음 $I(t)$ 는 다음 식(10)과 같이 쓸 수 있다.

$$I(T) = \sum_{i=2}^k d_i(T) (-K^{-(3/2)} \frac{A_1}{G_1}) \dots \dots \dots (10)$$

2.2. 단일주파수를 갖는 잡음에 대한 BER의 유도 및 성능분석

CPM DS-SS 시스템의 성능분석을 위하여 전송 채널에 반송파와 같은 주파수성분을 갖는 단일주파수 잡음이 인가된 경우를 생각해 보기로 한다. FSK 변조방식에서 반송주파수 ω_1, ω_2 를 고려해볼 때 단일주파수를 갖는 잡음은 다음과 같은 식으로 표현될 수 있다. 여기서 편의상 진폭을 α 로 표시하였다.

$$j(t) = \alpha \cos(\omega_1 t + \theta_1) + \alpha \cos(\omega_2 t + \theta_2) \dots (11)$$

여기서 θ_1, θ_2 는 반송주파수와 단일 주파수를 갖는 잡음간의 위상차이고, α_1, α_2 는 진폭이다. 그리고 식(6)에 식(11)을 대입하면 그림 1의 정합필터 출력에서는 다음과 같은 신호가 된다.

$$J(T) = -\frac{1}{KG_1} [\alpha \cos(\theta_1) + \alpha \cos(\theta_2)] \dots (12)$$

여기서 G_1 은 PN코드의 길이이다. 그리고 입력데이터의 진폭으로 규준화시키면 첫 번째 필터의 데이터 출력은 다음과 같다.

$$g_1(T) = d_1(T) + K(T) + J(T) + N(T) \dots (13)$$

여기서

$$K(T) = \sum_{i=2}^k d_i(t) \left(-\frac{1}{kG_1}\right) \dots (14)$$

$$J(T) = \frac{-1}{\sqrt{kA_1G_1}} (\alpha_1 \cos \theta_1 + \alpha_2 \cos \theta_2) \dots (15)$$

$$N(T) = \frac{1}{AT} \int_0^{T/2} n(t) p_1(t) [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] dt \dots (16)$$

그리고 각 입력의 데이터 비트가 동일한 확률 분포를 갖는다면 $i=1, 2, \dots, k$ 에 관하여 다음과 같다.

$$\text{Prob} \{d_i(T) = 1\} = \text{Prob} \{d_i(T) = -1\} = \frac{1}{2} \dots (17)$$

또한 내부 자기 잡음 $I(t)$ 는 이항분포를 갖는 확률 변수이며 특성함수는 다음과 같다.

$$\Phi_I(u) = \cos^{(k-1)}(u/KG_1) \dots (18)$$

그리고 식(15)에서 θ 가 고정되면 jammer신호는 상수로 나타나고, 백색잡음의 식(16)는 영평균 가

우시안 랜덤변수이며 다음과 같은 분산 δ^2 을 갖는다.

$$\delta^2 = \frac{N_0}{TA^2} = \frac{N_0}{KT_1(A_1^2/K)} = \frac{N_0}{T_1 A_1^2} = \frac{1}{2(E_b/N_0)} \dots (19)$$

여기서 비트에너지 對 잡음밀도의 비는 E_b/N_0 이며 k 와 독립적이다. 총 데이터율이 일정하다고 가정하면 $T=kT_1$ 이 되며, 여기서 T_1 은 $K=1$ 일 때 데이터심볼 간격이다. 또한 $N(T)$ 의 특성함수 $\Phi_N(u)$ 는 다음과 같다.

$$\Phi_N(u) = \exp\left(-\frac{\delta^2 u^2}{2}\right) \dots (20)$$

그러므로 $Z(t)=I(t)+N(t)$ 라면 $Z(t)$ 의 특성함수는 다음과 같다.

$$\Phi_Z(u) = \cos^{(k-1)}\left(\frac{u}{kG_1}\right) \exp\left(-\frac{\delta^2 u^2}{2}\right) (21)$$

따라서 첫번째 정합필터의 출력에 대한 조건부 비트 오차 확률 $P_{e,1} | \theta$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{e,1} | \theta &= \frac{1}{2} \text{Prob} \{g_1(T) \leq 0 | d_1(T) = 1\} \\ &\quad + \frac{1}{2} \text{Prob} \{g_1(T) > 0 | d_1(T) = -1\} \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \int_{J-1}^{J+1} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_Z(u) e^{-iz^u} du dz \dots (22) \end{aligned}$$

여기서 식(12)를 이용하여 식(22)을 정리하면 식(23)과 같은 오차확률을 계산 할수 있다.

$$\begin{aligned} P_{e,1} | \theta &= \frac{1}{2} - \int_0^{\infty} \left[\frac{1}{\pi u} \exp\left(-\frac{\delta^2 u^2}{2}\right) \right. \\ &\quad \cdot \cos^{(k-1)}\left(\frac{u}{kG_1}\right) \cos\left[\frac{-1}{\sqrt{kA_1G_1}} (\alpha_1 \cos \theta_1 + \alpha_2 \cos \theta_2) u\right] \\ &\quad \cdot \sin(u)] du \dots (23) \end{aligned}$$

3. 잡음해석 및 시뮬레이션 결과검토

2장에서 유도된 백색잡음과 단일주파수 잡음이 혼합된 잡음 환경하에서 FSK 변조한 CPM DS-SS 시스템의 성능평가를 위해 오류확률에 대한 식 (23)을 컴퓨터를 이용하여 수치해석을 수행하였다. 수치해석 방법으로 각각의 다중접속수 K 에 따른 수신단에서의 BER(Bit Error Rate)를 여

러번수를 적용하여 이에 대한 각각의 결과를 검토하였다. 또한 잡음이 혼합된 환경하에서의 시뮬레이션 과정을 수행하여 각각의 경우에 대한 파형분석 및 주파수 분석을 통하여 수치해석 결과와 비교, 검토하였다.

3.1. PN부호 길이 G_1 과 BER의 관계

다중접속수 K 의 증가에 따른 PN부호 발생기의 길이 G_1 과 BER의 관계를 그림 2에 나타내었다. 이때 가정된 값은 $E_b/N_0=50\text{dB}$ 이며 $\theta_1=\theta_2=0^\circ$ 이다. 결과에서 알 수 있듯이 G_1 의 길이가 길어질수록 더욱 낮은 BER성능을 보였으며 K 가 증가할수록 더 짧은 PN부호를 사용하여도 같은 BER을 얻을 수 있는 장점이 있음을 확인할 수 있었다. G_1 의 길이가 길수록 입력데이터의 단위시간당 전송능력은 떨어지지만 결과에서처럼 특히, K 가 증가할수록 BER의 수치가 더욱 큰 폭으로 떨어지는 장점을 나타내었다. 이러한 경향은 CPM통신방식이 갖는 장점으로 생각된다.^{[3][6]} BER= 1×10^{-3} 을 얻기 위하여, 다중접속수 $K=16$ 일 때 G_1 의 길이를 대략 960정도까지 늘려야 하지만 $K=64$ 일 때는 G_1 의 길이를 480으로도 같은 효과를 얻을 수 있음을 알 수 있었다.

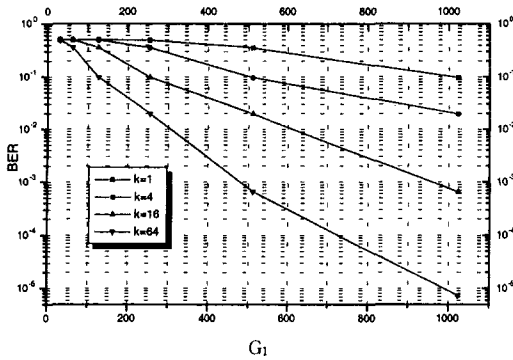


Fig. 2. BER versus PN length G_1

3.2. E_b/N_0 와 BER의 관계

각기 다른 다중접속수 K 값에 대한 비트에너지 대 잡음밀도비(E_b/N_0)와 BER(Bit Error Rate)와의 관계를 그림 3에 나타내었다. 이때 일정한 전송전력과 주파수대역폭을 유지한다고 가정하고, $G_1=127$ 이었으며 $\theta_1=\theta_2=0^\circ$ 이었다. 결과로부터 같은 전송전력 하에서 다중접속수 K 가 증가할수록 더욱 낮은 오류확률을 나타내었다.

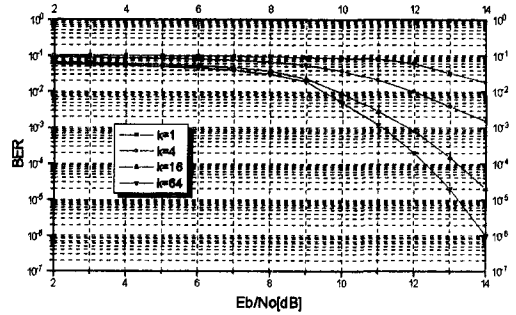
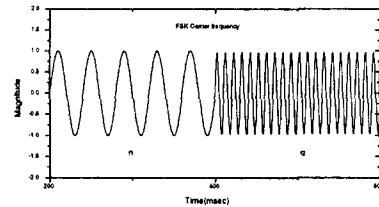
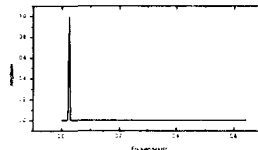


Fig. 3. BER versus E_b/N_0

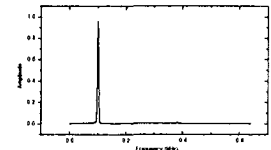
잡음신호가 혼합된 환경하에서의 시뮬레이션을 수행하기 위해 그림4(a)에서는 예로서 정보신호 '1'일 때의 반송주파수 f_1 , '0'일 때의 반송주파수 f_2 로 FSK 변조된 신호의 파형을 나타내었다. 그림4(b)와 (c)에서는 f_1 , f_2 각각의 주파수성분을 보여주고 있으며 편의상 진폭을 1로 가정하였다.



(a)



(b)



(c)

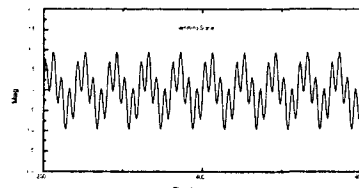
Fig. 4. Carrier frequency with FSK modulation

(a) Signal forms

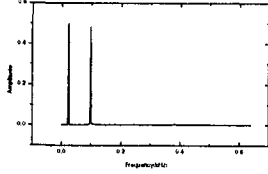
(b) Freq. components f_1 ($t=200\sim 400\text{ms}$)

(c) Freq. components f_2 ($t=400\sim 600\text{ms}$)

그림 5에서는 채널에 인가되는 재밍신호의 파형과 주파수성분을 나타내었다. FSK 반송주파수 f_1 , f_2 두가지 주파수성분을 갖는 단일주파수 잡음을 가정하였으며 진폭은 각각 1/2이다.



(a)



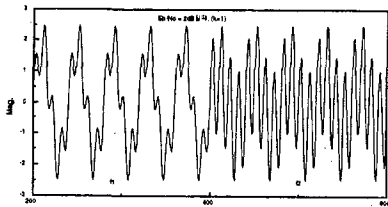
(b)

Fig 5. Jamming signal

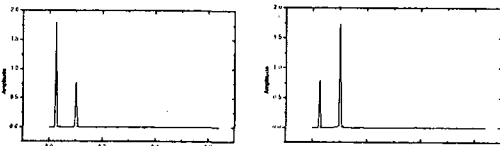
(a) Signal forms (b) Freq. components

E_b/N_0 와 BER의 관계에 대한 그림 3의 시뮬레이션 결과를 그림 6~그림 7에 나타내었다. 이러한 결과로부터 알 수 있는 사항은 잡음신호가 인가된 경우 파형의 왜곡현상은 물론 두가지 주파수성분이 모두 섞임으로서 수신단에서의 복조과정시 오류확률이 발생함을 예상할 수 있다.

그림 6에서는 $E_b/N_0 = 2\text{dB}$ 일 때 단일주파수 잡음이 인가되어 반송파형과 그에 대한 주파수성분이 변화된 경우를 보여주고 있다. 그림6(a)에서는 정보신호 '1'일때의 반송파 f_1 의 주파수성분을 나타내고 있으며 그림6(b)에서는 정보신호 '0'일때의 반송파 f_2 의 주파수성분을 나타내고 있다. 잡음신호의 영향으로 인해 파형의 왜곡 및 주파수성분이 많이 섞이게 되어 수신단에서의 오류확률이 증가함을 알 수 있다.



(a)



(b)

(c)

Fig. 6. Simulation results with $E_b/N_0=2\text{dB}$

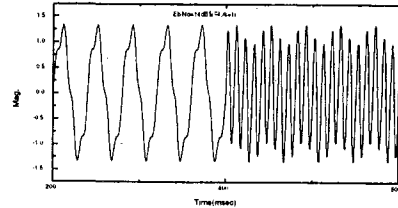
(a) Signal forms

(b) Freq. components $f_1(t=200\sim400\text{ms})$

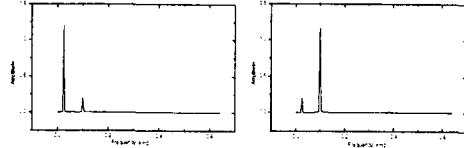
(c) Freq. components $f_2(t=400\sim600\text{ms})$

그림 7에서는 $E_b/N_0=14\text{dB}$ 로 증가되었을 경우의 신호파형과 주파수성분을 나타내고 있다. $E_b/N_0=2\text{dB}$ 일때의 그림 6과 비교해볼 때, 원래 반송파형의 모양에 근접해지고, 잡음신호에 의해 혼

합된 성분이 현저히 줄어들어 수신단에서의 오류 확률이 감소되었음을 알 수 있다.



(a)



(b)

(c)

Fig. 7. Simulation results with $E_b/N_0=14\text{dB}$

(a) Signal forms

(b) Freq. components $f_1(t=200\sim400\text{ms})$

(c) Freq. components $f_2(t=400\sim600\text{ms})$

3.3. θ_1 과 θ_2 에 대한 BER 해석

(1) $\theta_2 = 0$ 일 때

두 개의 반송주파수와 단일주파수 잡음의 위상차 즉, θ 의 변화에 따른 BER의 수치해석 결과를 그림 8에 나타내었다. 이때 반송 주파수중 하나인 ω_2 와 잡음신호와의 위상차 $\theta_2 = 0$ 이며, 다른 반송주파수와의 위상차 $0 \leq \theta_1 \leq 360$ 일때이다. 또한 $G_1=127$ 이었으며 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 일 때 이다. 이 경우 잡음신호와의 위상차가 180° 일 때 가장 좋은 BER 특성을 보였으며 이때 단일주파수 잡음신호에 대한 치명적인 피해가 가장 줄어들 수 있음이 확인 되었다. 또한 $K=1$ 에서 $K=64$ 까지 증가함에 따라 더욱 우수한 시스템 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

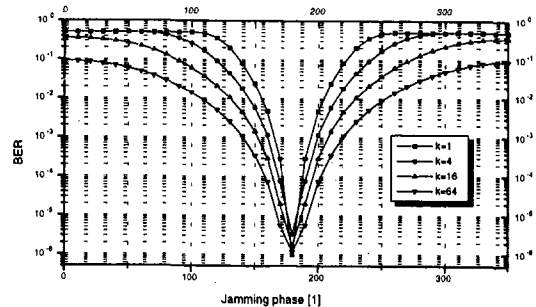


Fig. 8. BER versus Jamming Phase θ_1
(with $\theta_2=0^\circ$)

그림 9에서는 $\theta_1=90^\circ$ 의 위상차를 갖는 잡음신호가 혼합된 경우의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림9(c)에서의 정보신호 '0'일 때 반송주파수 f_2 의 성분을 살펴보면 잡음신호에 의해 혼합된 인접주파수 성분의 크기가 원래신호의 성분과 거의 동일하여, 수신단에서의 정확한 수신에 거의 불가능함을 알 수 있다. 즉, $\theta_1=90^\circ$ 에서는 오류확률이 상당히 큰 값을 갖는다는 것을 확인할 수 있었다.

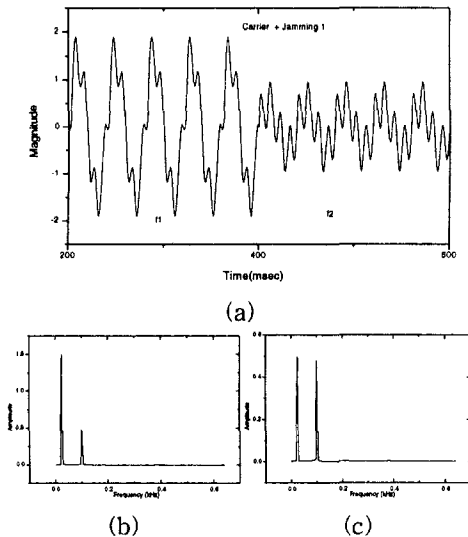


Fig. 9. Simulation results with $\theta_1 = 90^\circ$ $\theta_2 = 0^\circ$

- (a) Signal forms
- (b) Freq. components $f_1(t=200\sim400\text{ms})$
- (c) Freq. components $f_2(t=400\sim600\text{ms})$

그림 10에서는 $\theta_1=180^\circ$ 의 위상차를 갖는 잡음신호가 혼합된 경우를 나타내고 있다. 그림10(c)에서 알 수 있는 바와 같이 그림 9의 결과보다 잡음성분이 현저하게 줄어들고 본래의 주파수성분이 많이 포함되어 수신단에서의 오류확률이 상당히 감소함을 확인할 수 있었다.

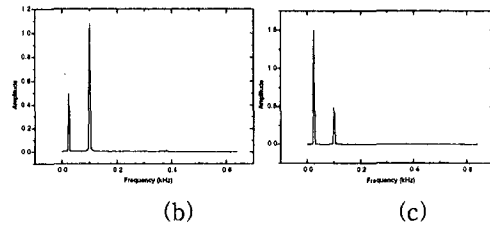
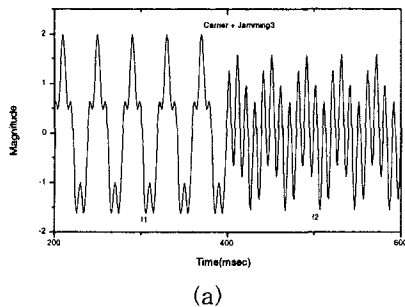


Fig. 10. Simulation results with $\theta_1 = 180^\circ$ $\theta_2 = 0^\circ$

- (a) Signal forms
- (b) Freq. components $f_1(t=200\sim400\text{ms})$
- (c) Freq. components $f_2(t=400\sim600\text{ms})$

(2) $\theta_1 = 90^\circ$ 일 때

그림 11은 반송주파수중 하나인 ω_1 과 잡음신호와의 위상차 $\theta_1 = 90^\circ$ 이며, $0 \leq \theta_2 \leq 360^\circ$ 일때의 BER 결과를 나타낸 것이다. 그림 11에서 알 수 있는바와 같이 $\theta_1 = 0^\circ$ 일때와 180° 일 때 시스템에 가장 치명적이며, 잡음신호와의 위상차가 90° , 270° 인 경우 가장 우수한 특성을 보였다($BER=1 \times 10^{-6}$). 또한 K가 증가함에 따라서 θ 에 대해 가장 치명적인 0° , 180° , 360° 로 갈수록 더욱 강한 특성을 보임으로서 K를 증가시킴으로 인해 위상차 θ 로 인한 피해를 최소화 할 수 있음을 알 수 있었다. (예로서 $\theta_2=0^\circ$ 일 때 K=64에서 $BER=2 \times 10^{-2}$, K=16에서 $BER=1 \times 10^{-1}$)

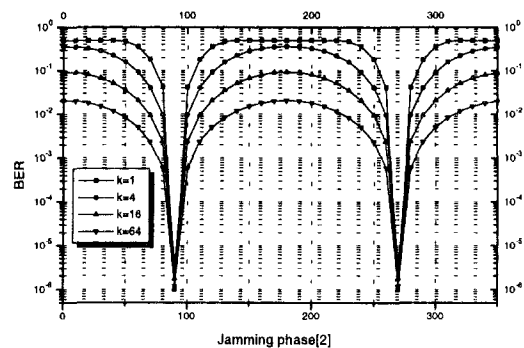
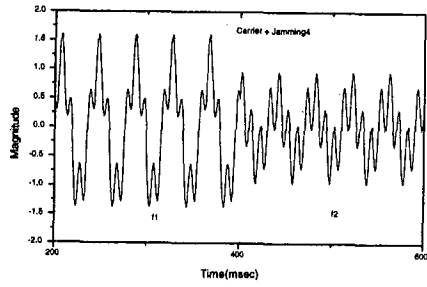


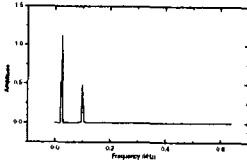
Fig. 11. BER versus Jamming Phase θ_2 (with $\theta_1=90^\circ$)

잡음신호와의 위상차 $\theta_1 = 90^\circ$ 이며, 다른 반송주파수 $0 \leq \theta_2 \leq 360$ 일 때의 그림 11에 대한 시뮬레이션 결과를 그림 12~그림 13에 나타내었다. $\theta_1 = 90^\circ$ 이며 $\theta_2=180^\circ$, 90° 일때의 파형변화와 주파수성분의 변화를 알아볼 수 있는데, 이 경우 수치 해석 결과에서는 BER이 5×10^{-1} 에서 1×10^{-6} 까지 급격히 감소하게 된다. 그림 12~그림 13의 결과로부터 알 수 있는 바와같이 $\theta_2=180^\circ$ 에서 90° 까지 변할 때, 반송주파수(특히, $400\sim600\text{ms}$ 에서)에 대한 잡음신호의 영향이 점점 감소하여 수신단에

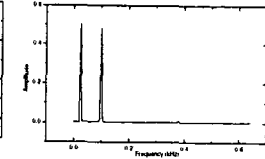
서의 오류확률이 줄어들 수 있음을 보여주고 있다.



(a)



(b)



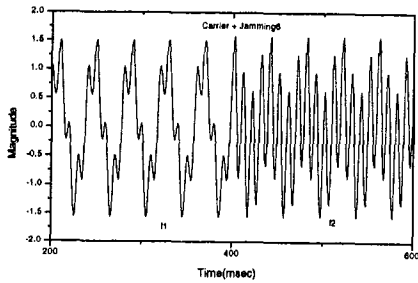
(c)

Fig. 12. Simulation results with θ_2
($\theta_1 = 90^\circ$ $\theta_2 = 180^\circ$)

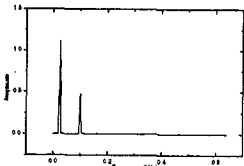
(a) Signal forms

(b) Freq. components $f_1(t=200\sim 400\text{ms})$

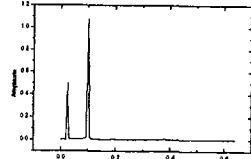
(c) Freq. components $f_2(t=400\sim 600\text{ms})$



(a)



(b)



(c)

Fig. 13. Simulation results with θ_2
($\theta_1 = 90^\circ$ $\theta_2 = 90^\circ$)

(a) Signal forms

(b) Freq. components $f_1(t=200\sim 400\text{ms})$

(c) Freq. components $f_2(t=400\sim 600\text{ms})$

3.4. ISR (Interference to Signal Ratio)에 대한 BER 해석

간섭 대 신호율 (ISR: Interference Signal to Ratio)과 진폭의 관계식은 $ISR (dB) = 20 \log(\alpha/A_1)$

로 나타낼 수 있으며, 그림 14에서는 단일주파수잡음의 영향이 가장 심각한 $\theta = 0^\circ$ 일때의 ISR 대 BER의 결과를 나타내고 있다. 특정채널을 제외한 인접채널의 잡음신호가 결국 간섭으로 작용하여 이러한 간섭신호의 영향이 심각한 60[dB]~80[dB]까지의 영역은 K의 수에 관계없이 시스템에 치명적인 영향을 주지만, ISR이 점차 감소함에 따라 K 증가에 따른 BER 절감효과가 뚜렷히 나타남을 알 수 있었다. (예로서, BER= 1×10^{-2} 일 때 K=4와 K=16에서 약 10dB 효과)

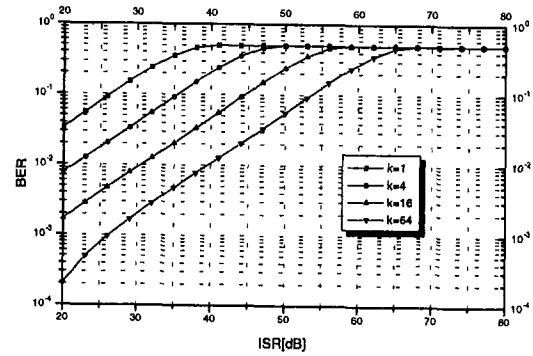


Fig. 14. BER versus ISR [dB]

4. 결 론

FSK 변조방식을 이용한 CPM DS-SS 시스템에서 단일주파수의 협대역잡음에 관한 영향을 알아보기 위해 수치해석 및 시뮬레이션을 통한 성능평가를 수행하였다. 이에 따라 수신측의 BER에 관한 식을 유도하여 수치해석한 결과와 시뮬레이션 결과로부터 사용자 수가 많을수록 BER은 낮아지며 각 변수별로 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 정보신호의 1비트당 곱해지는 의사잡음 발생기의 길이가 길수록 입력 데이터의 단위 시간당 전송능력은 떨어진다. 그러나 의사잡음 발생기의 길이가 길수록 처리이득이 증가함에 따라 BER은 급격히 작은값이 된다.
2. FSK 출력신호의 주파수와 동일한 두 개의 단일 주파수를 갖는 잡음신호의 위상차가 BER의 값에 큰 영향을 미친다. 즉, FSK 출력신호의 두가지 주파수와 동일한 2개의 단일주파수를 갖는 잡음과의 위상차가 90° 혹은 180° 에 근접할수록 BER값은 급격히 낮아진다.
3. 여러사용자가 동시에 사용한 경우에 특정 채

널을 제외한 신호는 결국 인접채널의 잡음으로 작용하여 이때 $ISR = 50\text{dB}$ 를 초과하면 $BER(1 \times 10^{-1})$ 이 매우 크게 증가된다.

참고 문헌

1. C.E.Cook, F.W.Ellersick, L.B.Milstein, D. L. Schilling, Spread Spectrum communications " IEEE Press, pp. 1-56, 1983
2. B. Aazhang and H.V.Poor, "Performance of DS/SSMA Communication in Impulsive Channels :Part I: Linear Correlation Receiver", IEEE Trans. on Comm. COM 35, pp. 1179-1188, Nov. 1987
3. Aries Y.C Wong and Victor C. M. Leung, "Single Tone Interference Rejection of Code -Phase Multiplexed Direct -Sequence Spread -Spectrum Signaling ", IEEE Transactions on communications.vol44.No.5. May 1996.
4. R.A.Scholtz, "The Spread Spectrum concept " IEEE Trans, Commun. , vol. Com -25, pp.748-755, Aug. 1977
5. R. L. Pickholz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of Spread Spectrum comm -unications -a tutorial", IEEE Trans. Commu, vol. com -30 , pp.855-884, May 1982
6. Matteo Campanella, Giovanni Garbo, Giovanni Mamola, and Edoardo Randazzo, " Optimum Bandwidth -Distance Performance in Patial Response CPM Systems ". IEEE Transzction on comm unications. Vol 44. No.2. Febrary 1996.
7. Dixon, "Spread spectrum systems," John Willey & son. New York,1984.
8. L.B.Milstein, S.Davidovici, and D. L. Schilling, " The effect of multi- tone interfering signals on a Direct Sequence Spread Spectrum communication system" IEEE Trans. commun., vol. com-30, pp.436-446, Mar. 1982.
9. E.A. Geranoitis and M.B. Pursley, "Error probability for Direct Sequence Spread Spectrum multiple-access communcations -Part II:Approximations," IEEE Trans. Commun., vol. com-30, pp.985 -995, May 1982.
10. J. M. Holtzmann, " A Simple Accurate Method to Calculate Spread-Spectrum Multiple -Access Error Probabilities " IEEE Trans. Comm. vol 40, No. 3, pp 461-464, Mar. 1992.
11. 박종연, 장목순 "주파수 직접확산 기술을 이용한 전력선 통신모델의 개발" 대한전기학회 창립 50주년 하계학술대회 논문집 F권 (1997 .7.21~23)