한국통신학회 1987년도 춘계학술발표회 논문집(1987. 5. 23) 87447

# 임펄스 잡음 환경하에서 16QAM시스템에 미치는 주파수 호핑 신호의 간섭효과

장 은 영*,° 김 원 후**
*,**한국항공대학 전자공학과

# The interference effect of Frequency Hopping signal for 16 QAM system in impulsive noise environment

Eun Young , CHANG* Won Hoo , KIM**
*,** Dept. of Avionics ENG., Hanguk Aviation College

ABSTRACT: When a 16QAM receiver in the band of spread spectrum system is interfered with a pseudo-random frequency-hopping signal,the interference signal has the form of the pulse amplitude probability density function. Each interfering pulse amplitude is dependent upon the probability density function of hopping frequency and the selectivity characteristic of 16 QAM system. In this paper, the error rate equation of a system performance has been derived in the above condition which are interference form and impulsive noise environments. The results of system analysis show us that the system performance is degraded by impulsive noise and interference power, which improved as the frequency hopping bandwidth increases whit respect to receiver bandwidth.

## 1. 서론

대역확산 통신방식은 다원접속기능과 고도의 비화성 그리고 잡음과 간섭 및 방해파의 제거능력등의 장점으로 인하여 활발히 연구가 진행중이다. 그리고 대역 확산 통신 방식중에서 주파수 도약 (FH:Frequency Hopping)방식은 의사잡음부호(PN code:Pseudo Noise code)라는 특정부호계열에 의해 정해진 패턴에 따라 반송파를 불연속적으로 변화시키는 방식으로서[1] 본 연구에서는 주파수 도약 대역내에서 주파수도약이 일정한 분포확률을 가지고 의사랜덤하게 이루어지고, 정부 신호율이 주파수 도약율과 같다고 가정한다.

전송대역 효율이 우수한 직교진폭 변조방식(QAM)중 가장 널리 이용되는 16QAM 시스템이 위와 같은 FH 방식의 대역확산 통신시스템과 주파수대역의 효율적 이용을 위해 대역을 같이 사용할때, 16QAM 대역이 FH 대역내에 위치하게 된다면 FH 대역내의 신호가 간섭신호 형태로 영향을 끼쳐, 16 QAM 시스템 성능의 열화를 초래한다.

이 간섭신호의 형태는 각기 신호의 대역비에 따른 확률 밀도 함수꼴로 주어지며[2] 주파수 도약 대역이 16QAM 신호 대역보다 일정비율로 변화할때 간섭신호의 영향을 분석하고, 또한 주변 환경상에 디지틀 무선통신

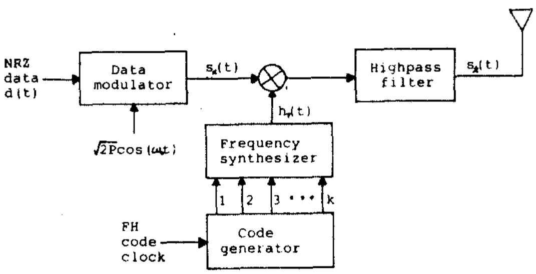
시스템에 주요 성능 열화요인인 임펄스 잡음이 가우스성 잡음과 혼합체로 나타나는 모델을 도입한다[3]. 위의 제반 인자들을 종합하여 잡음환경 및 동일 채널상의 간섭신호에 따른 일반 오율식을 유도하고 제반환경에 따른 성능의 열화 상태를 해석한다.

## 2. 주파수 도약 신호 및 16QAM 신호

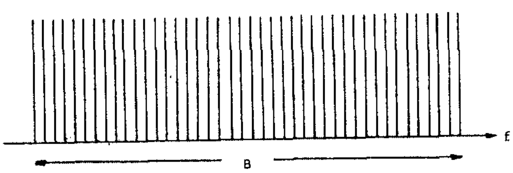
### 2-1. 주파수 도약 신호(FH signal)[4]

그림1은 FH송신 계통도 및 이상적인 주파수 스펙트럼을 나타내며, 순간적인 주파수 선택은 단일 주파수로서 기타의 스퓨리어스(spurious) 성분등은 없다고 가정한다.

또한 시간상 한주기 전체에서 이상적인 FH스펙트럼은 완전한 구형파 형태이며, 전송시 모든 가능한 대역폭 B내에 고르게 분포한다고 가정한다. 이때 각기 신호들은 다음과 같이 나타내진다.




(a)




(b)

그림 1.(a)FH 송신기 (b)이상적 주파수 스펙트럼

(a)FH transmitter (b)ideal frequency hopping system

$$h_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} rect.\frac{t-kT}{T}\cdot\cos(\omega_{ck}t+\phi_{ck}) \quad (1)$$

$$S_t(t) = S_d(t)\sum_{k=-\infty}^{\infty} rect.\frac{t-kT}{T}\cdot\cos(\omega_{ck}t+\phi_{ck})$$

$$= \sqrt{2P}\sum_{k=-\infty}^{\infty} rect.\frac{t-kT}{T}\cdot\cos(\omega_k t+\phi_{ck}) \quad (2)$$

여기서 도약시간 간격 T, 정규화된 평균전력 P, 주파수 $\omega_k=\omega_{ck}+\omega_0$ ($\omega_{ck}$ : k번째 도약주파수, $\omega_0$: 데이타에 따른 주파수 천이),

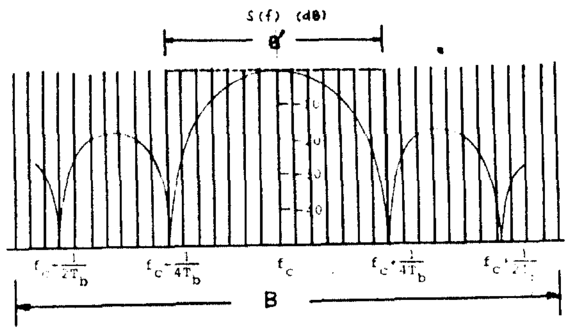
$$rect.Q = \begin{cases} 1 & -1/2<Q<1/2 \\ 0 & \text{그외} \end{cases}$$

### 2-2. 16 QAM 신호 [5]

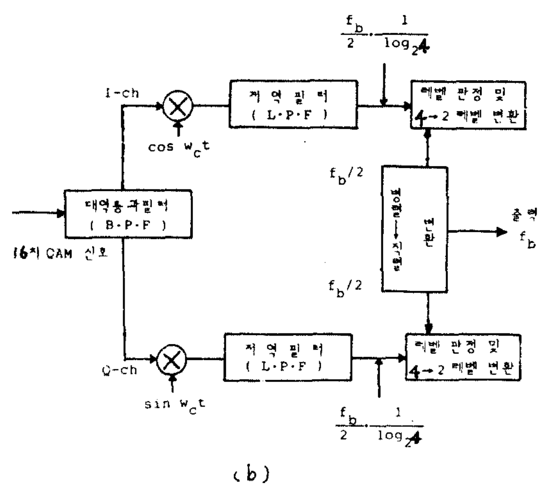
그림2는 본 연구의 고찰대상인 주파수대역의 공존상태 및 수신기의 구성도를 나타내며, FH신호 대역내에서 대역제한된 신호로 스펙트럼상에는 영점주파수 대역의 main lobe만 존재한다고 가정하고 QAM 신호는 억압반송파 양측대파 신호를 90° 위상차를 주어 더한 형태로 다음과 같이 주어진다.

$$S_{QAM}(t) = a(t)\cdot\cos\omega_c t + b(t)\cdot\sin\omega_c t \quad (3)$$

여기서 a(t)는 동상채널 (이하 I-ch)정보원 신호, b(t)는 역상채널(이하 Q-ch)정보원 신호.




(a)




(b)

그림 2.(a)QAM 수신기의 구성도 (b) 공존 주파수 대역

(a)QAM Receiver diagram (b)cochannel frequency spectrum

### 3. 잡음환경과 도약주파수의 간섭영향

#### 3-1. 잡음환경

임펄스성 잡음(Impulsive noise)은 인공잡음과 자연잡음으로 나뉜다. 최근에는 인공잡음원의 급격한 증대로 무선통신계에서 임펄스성 인공잡음에 의한 영향의 비중은 매우 크다[3].

여기서는 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음이 혼합체로 나타나는 모델로 D.Middleton의 A급 잡음을 사용하며[6], 이때 임펄스성 잡음의 포락선 N과 위상$\psi$의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$p(N) = \frac{e^{-A}}{W} \cdot \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{N}{\sigma_j^2} \exp\left[-\frac{N^2}{2W\sigma_j^2}\right], \quad N \geq 0 \quad (4)$$

여기서 $W(=\sigma_G^2+\Omega_{2A})$ ; 전체 잡음 전력 [가우스성 잡음전력($\sigma_G^2$)과 임펄스성 잡음전력($\Omega_{2A}$)의 합]

A ; 임펄스 지수(단위시간당 임펄스가 차지하는 비율)

N ; 순시 잡음 포락선

$\Gamma'(=\frac{\sigma_G^2}{\Omega_{2A}})$ ; 가우스성 잡음대 임펄스성 잡음의 전력비

단; $\sigma_j^2 = \dfrac{\frac{j}{A}+\Gamma'}{1+\Gamma'}$

위상$\psi$ 는 (0, 2$\pi$)에 걸쳐 일정한 분포를 한다.

$$p(\psi) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 < \psi \leq 2\pi \quad (5)$$

#### 3-2. 도약주파수의 간섭영향

주파수 도약 시스템에서 발생되어 16QAM 신호 대역내에 침투하는 $\omega_c$에 의한 동일 채널상의 간섭을 고려하면 다음식으로 간섭파를 표현할수 있다.

$$i(t) = I_d \cos(\omega_c t + \theta) \quad (6)$$

여기서 $I_d$ : 간섭파 순시진폭, $\theta$ : 간섭파 위상각

식(6)은 간섭신호를 주파수도약 대역과 QAM신호 대역과의 관계에서 확률밀도 함수의 꼴로 나타낼수 있다[2].

먼저 간섭대상인 QAM 수신기의 대역통과 특성이 이상적이라는 가정하에 선택특성을 다음과 같이 나타낸다.

$$A(x) = H_o \cdot \mathrm{rect}(x/B') \quad (7)$$

여기서 B'는 QAM수신기 대역이며, B'<B 즉 수신대역이 주파수 도약 대역내 위치.

주파수도약이 일정한 확률밀도 함수를 가지는 것으로 가정하에 임의의 도약 주파수에 대한 확률밀도 함수를 구하고 도약주파수가 수신기측에 간섭신호로 작용하여 간섭출력으로 나타날 확률밀도 함수를 구한후, 최종적으로 레벨판정기 한계치$\xi_T$에 대한 확률을 다음과 같이 구할수 있다.

$$P(\xi>\xi_T) = \begin{cases} 0 & H \leq \xi_T \\ B'/B & H > \xi_T \end{cases} \quad (8)$$

여기서 $H=\sqrt{2P}\cdot H_o$로 수신대역내에 존재하는 도약주파수 성분에 대한 진폭치.

이 결과식에서 $B'/B=\eta$라고 하면 식(7)은 다음과 같이 표시된다.

$$i(t) = \begin{cases} 0 & ; H \leq \xi_T \\ \eta \cdot S\cos(\omega_c t+\theta) & ; H > \xi_T \end{cases} \quad (9)$$

즉 한계치를 넘어 들어온 간섭신호는 최대 반송파전력 S에 대한 일정비로서 존재하게 된다.

### 4. 16QAM 시스템의 성능해석

#### 4-1. 해석모델

송,수신기는 완전히 동기 되었고, 각 신호점들은 발생할 확률이 등확률로 가정하여, I, Q-ch 에서 인접 부호점간의 발생하는 오율을 구한후 전체 평균을 취한다.

그림3은 수신기 해석모델로서 s(t)는 신호파, i(t),

n(t)는 각각 동일채널상의 도약주파수에 따른 간섭과 임펄스성 잡음을 나타낸다.

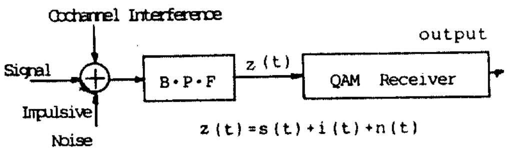



**그림 3. 해 석 모 델**

analysis model

전체적인 시스템 전달함수는 앞서 가정한 대로 식(7)의 특성을 가지며 레벨 판정한계치는 $\xi_T$로 식(8)의 판정확률을 가진다.

4-2. 잡음과 간섭에 의한 영향

그림4는 16QAM 신호를 신호공간상에서 각 신호점의 상태로 나타내며, 해석 모델상의 수신단 입력은 다음과 같다.

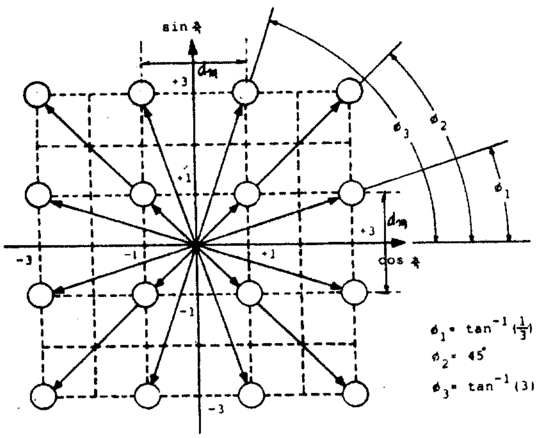



그림 4. 16QAM 신호의 페이저도

phaser diagram of 16QAM signal

$$
\begin{aligned}
z(t) &= s(t)+i(t)+n(t) \\
&= a(t)\cos\omega_c t + b(t)\sin\omega_c t \\
&\quad + I_d\cos(\omega_c t+\theta) + N\cos(\omega_c t+\psi)
\end{aligned}
\qquad (10)
$$

수신신호의 최대진폭을 S라 하면, 최소 부호점간의 거리 $d_m$은 $d_m = \sqrt{2}/3\ S$이다.

먼저 인접 신호점간의 오율을 구하기 위해 그림5에서와 같이 합성신호 z(t)가 판정레벨을 넘어 페이저도상의 에러영역에 들어갈 확률$P_{eo}$를 관계식(11)에서 유도하였다.

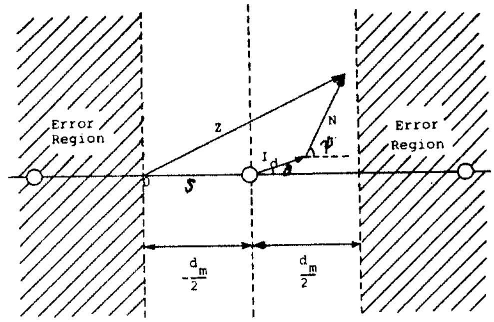



그림 5. 합성 신호의 페이저도

phaser diagram of received composite signal

$$
\begin{aligned}
P_{eo} &= P_{rob}\{N\cos\psi + I_d\cos\theta > \frac{d_m}{2}\} \\
&= P_{rob}\{N\cos\psi + I_d\cos\theta < -\frac{d_m}{2}\} \\
&= P_{rob}\{N\cos\psi > \frac{d_m}{2} - I_d\cos\theta\}
\end{aligned}
\qquad (11)
$$

1) $H \le \xi_T$ : 복조기의 한계치보다 간섭신호가 작을 경우 식(8)의 관계에서부터 그림6에서의 페이저 형태로 잡음항만 남게 된다.

$$
\begin{aligned}
P_{eo} &= P_{rob}\{N\cos\psi > \frac{d_m}{2}\} \\
&= \frac{e^{-A}}{2}\cdot\sum_{j=0}^{\infty}\frac{A^j}{j!}\cdot erfc\left(\frac{\frac{\sqrt{2}}{3}\sqrt{\alpha}}{2\sigma_j}\right)
\end{aligned}
\qquad (12)
$$

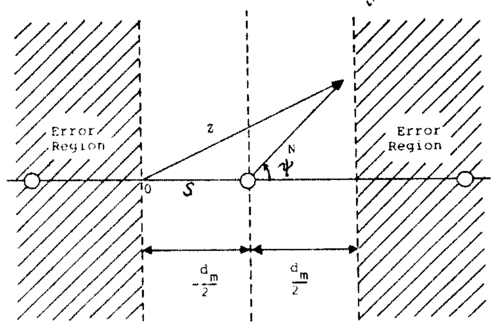



그림 6. 합성 신호의 페이저도($H \le \xi_T$)

phaser diagram of received composite signal

2) $I > \xi_T$ : 복조기상의 한계치보다 간섭신호가 클 경우 식(8)의 관계로 부터 그림5와 같은 간섭항이 잡음 성분과 합성된 오율식이 구해진다.

$$
\begin{aligned}
P_{eo} &= \mathrm{Prob}\left\{ N\cos\psi > \frac{d_m}{2} - S\cdot\eta\cos\theta \right\} \\
&= \frac{e^{-A}}{2}\sum_{j=0}^{\infty}\frac{A^j}{j!}\left[\mathrm{erfc}\left(\frac{\frac{\sqrt{2}}{3}\sqrt{\alpha}}{2\sigma_j}\right)+\frac{2}{\sqrt{\pi}}\exp\left(\frac{\alpha}{9\sigma_j^2}\right)\right. \\
&\quad \left.\cdot\sum_{k=1}^{\infty}H_{2k-1}\left(\frac{\frac{\sqrt{2}}{3}\cdot\sqrt{\alpha}}{2\sigma_j}\right)\cdot\frac{1}{\{(k+1)!\}^2}\cdot\left(\frac{\alpha\cdot\eta^2}{9\sigma_j^2}\right)^{k+1}\right]
\end{aligned}
\tag{13}
$$

여기서 $\eta = I_d/S = B'/B$ : QAM신호 대역/FH 대역 (시스템 대역비)

$\alpha = \frac{S^2}{2W}$ : 최대 반송파전력대 잡음전력비(peak CNR)

$H_{2k-1}$ : Hermite 다항식

1), 2)에서 구한 오율식은 페이저도상에서 인접한 2상 진폭에 대한 오율식 P 를 구한것으로 최종적인 16QAM의 오율식은 I-ch과 Q-ch상에서의 평균치로부터 식(14)와 같이 구해진다.

$$P_E = 3P_{eo} - 9/4\, P_{eo}^2 \tag{14}$$

## 5. 수치해석 및 검토

본 연구에서는 1개의 랜덤한 FH신호가 순시적으로 존재하는' 상태에서 16QAM 수신기가 이상적인 대역 특성을 가질때, 간섭현상에 따른 오율식을 유도 하여 시스템 성능의 열화 요인을 검토 하였다.

그 결과 대역 공존시의 FH신호가 간섭신호의 형태로서 16QAM 시스템의 대역 통과 특성 및 한계치 설정으로 인해 임펄스성 잡음으로 인한 시스템 성능의 열화 및 간섭으로 인한 열화 현상이 나타났다. 그리고 그 크기는 FH신호 대역대 16QAM 수신기대역의 비에 관계하는 확률밀도 함수형태로 표시되어 대역비가 커질수록 간섭현상이 줄어드는 효과를 얻게 되었다.

## 참 고 문 헌


[1] R.C.Dixson, Spread Spectrum System, New York: John Wiley & Sons, Inc., pp.126-136, 1984.

[2] S.A.Cohen, "Interference Effects of Pseudo Random Frequency-Hopping Signals," IEEE Trans. Aerospace and Electronic System, vol.AES-7, no.2, Mar.1971.

[3] 조성준, 공병옥, "임펄스성 잡음(상), (하)," 무선 제8호, pp.24-27, 1983년 6월. 무선 제9호, pp.33-38, 1983년 9월, 한국 무선 종사자 협회.

[4] R.E.Ziemer, R.L.Peterson, Digital communications and Spread Spectrum Systems, New York: Macmillian Publishing Company, pp.372-361, 1985.

[5] T.Noguchi, Y.Daido, J.A.Nossek, "Modulation techniques for microwave digital radio," IEEE Commun.Mag., vol.24, no.10, pp.21-30, Oct.1986.

[6] D.Middleton, "Statistical models of electromagnetic Inference," IEEE Trans. Electromag.Comt., vol.EMC-19, no.3, pp.106-127, Aug.1977.