

---

# OFDM 통신 시스템에서의 간섭 현상에 관한 연구

이종길\*

## A Study on Interference Effects in OFDM System

Jong Gil Lee\*

---

본 연구는 한국과학재단 지정 인천대학교 멀티미디어 연구센터의 지원으로 수행되었음

---

### 요 약

본 논문에서는 주파수 오프셋, 도플러 확산, 오실레이터 페이즈 노이즈에 의한 간섭현상, 즉 왜곡에 관해서 정리하고 다양한 채널환경에서 이에 따른 OFDM 시스템의 성능을 분석하였다. 이러한 왜곡들은 마치 부가성 백색 잡음처럼 각 부반송파간의 간섭을 유발하기 때문에 OFDM 시스템의 성능은 떨어지게 된다. 그러므로 본 연구에서는 OFDM 방식을 적용한 이동통신 시스템에서의 왜곡에 따른 성능분석을 위하여 다양한 채널환경 하에서 지정된 SNR을 유지하기 위한 주파수 오프셋과 도플러 주파수 한계치, 오실레이터 페이즈 노이즈에 의한 시스템의 성능저하 특성들을 분석하였다.

### ABSTRACT

In this paper we analyze the effects of frequency offset, doppler spread, sampling and oscillator phase noise in mobile channels on orthogonal frequency division multiplexing(OFDM)system, Since this kind of distortions cause subcarrier interference which can be seen as additional noise, performance of OFDM system is degraded. We show the limitation of maximum carrier frequency offset and doppler frequency to maintain designated SNR, and analyze characteristics of the performance of OFDM systems considering the oscillator phase noise.

### 키워드

carrier frequency offset, doppler spread, oscillator phase noise, OFDM

### 1. 서 론

지난 십수년간 이동통신 서비스에 대한 수요와 관심이 급속히 증가되었다. 이에 따라 정지화상 및 동영상, 멀티미디어 등의 대용량의 데이터 통신을 위해서 초고속 데이터 또는 음성 통신망을 무선으로 구축하는 것이 필요하게 되었다. 그러나 무선 채널의 경우 다중경로에 의한 페이딩, 이동체에 의

한 도플러효과, 지연확산등으로 인하여 고속 전송을 위한 무선 채널망의 구성이 매우 어렵다. 따라서 이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 다중 접속 능력 및 페이딩에 대한 견실성을 갖는 다중 반송파를 이용한 데이터 및 음성신호를 전송하는 방식이 개발되었다. 이와 같은 다중 반송파 방식에는 몇가지 종류가 있으며현재 활발히 연구되고 있는 기법 중의 하나가 OFDM(Orthogonal Frequency

Division Multiplexing) 통신 시스템이다. OFDM 방식은 일반 FDM 방식과 달리 각 부반송파들의 스펙트럼이 서로 직교하면서 겹쳐지기 때문에 대역폭을 매우 효율적으로 사용하는 디지털통신 기법이다. 반면에 부반송파간의 직교성이 상실되는 경우 반송파간에 간섭이 발생하므로 성능저하가 나타나게 된다.

본 논문에서는 채널 특성에 따라 반송파 간섭에 의한 OFDM 시스템의 성능열화분석을 위해 다양한 무선채널모델을 설정하고 주파수 오프셋, 도플러 확산, 오실레이터 페이즈 노이즈에 따른 반송파 간섭, 신호전력, 잡음전력을 고려하여 그 변화에 따른 시스템의 성능분석을 수행하였다.

## II. OFDM 시스템에서의 반송파 간섭

OFDM 변조된 신호는 무선채널을 통해 수신단으로 전송되고 이때 왜곡이 없는 경우 수신된 신호는 부반송파간의 직교성이 그대로 유지되므로 FFT를 통한 OFDM 복조로서 원하는 정보를 복원해 낼 수 있다. 그러나 OFDM 방식의 무선통신 시스템에서는 다중경로 페이딩채널을 통해 신호가 수신되므로 다양한 왜곡을 겪게 되면서 직교성이 상실되어 각 부반송파간의 간섭이 유발된다.

여기서 단일 OFDM 심볼이 전송되어 수신단에서 완벽하게 보호구간 부분을 제거하여 intersymbol interference(ISI)는 일어나지 않으며 심볼 타이밍 동기화 및 sampling rate는  $1/T_s$ 로 완벽하게 이루어졌다고 가정하면, 다중경로를 통해 수신되어 FFT 과정을 거친 신호는 원하는 신호부분  $\eta_i$ 와 반송파 간섭부분,  $\eta_{ScI}$  그리고 잡음부분으로 다음과 같이 정리할 수 있다[1].

$$Y_i = \frac{X_i}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_{n,i}^E + \sum_{\substack{k \in K \\ k \neq i}} \frac{X_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_{n,k}^E e^{j2\pi(k-i)n/N} + W_i \quad (1)$$

여기서  $H_{n,k}^E$ 는  $t=nT_s$ ,  $f=k/T$ 에서의 채널 전달함수를 나타낸다.  $X_k$ 는 부반송파에 실리는 데이터 심볼이고  $K$ 는 반송파 인덱스 집합을 나타낸다. 본 논문에서는 64point FFT 시스템을 가정하

여  $K=[-32, 31]$ 로 설정하는 한편, 심볼  $|X_k|=1$ 이고 심볼간 비상관이며 평균은 0으로(uncorrelated zero mean) 변조 되었다고 가정한다. 그러므로 FFT 길이와 사용되는 반송파 수가 같다고 하면 반송파의 signal-to-subcarrier interference ratio (SIR)을 나타내는  $\gamma_{SIR}(i)$ 와 평균 SIR을 나타내는  $\bar{\gamma}_{SIR}$ 을 다음과 같은 방법으로 계산할 수 있다.

$$\gamma_{SIR}(i) \approx \frac{E[|\eta_i|^2]}{E[|\eta_{ScI}|^2]} \quad (2)$$

$$\bar{\gamma}_{SIR} = \frac{1}{N} \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \gamma_{SIR}(i) \quad (3)$$

또한 신호대 잡음비에 반송파 간섭까지 고려한 effective SNR  $\gamma_e(i)$ 와 평균 effective SNR  $\bar{\gamma}_e$ 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\gamma_e(i) \approx \frac{E[|\eta_i|^2]}{E[|\eta_{ScI}|^2] + E[|W_i|^2]} \quad (4)$$

$$\bar{\gamma}_e = \frac{1}{N} \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \gamma_e(i) \quad (5)$$

## III. 반송파 주파수 오프셋에 의한 영향

반송파 주파수 오프셋에 의한 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_n = \frac{1}{N} \left[ \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_k H_k e^{j2\pi(k+\epsilon)n/N} \right] + w_n \quad (6)$$

$n=0, 1, 2, \dots, N-1$

여기서  $\epsilon$ 은 반송파 대역폭에 정규화(normalizing)된 주파수 오프셋,  $w_n$ 은 부가성 백색 잡음을 나타낸다. 반송파 주파수 오프셋으로 인해 직교성이 상실된 이 수신신호는 DFT 과정을 거치면서 원하는 신호부분, 반송파 간섭부분 그리고 잡음부분으로 나누어 표현할 수 있으며 다음에 나타내었다[2].

$$Y_i = \frac{X_i H_i}{N} \cdot \frac{\sin(\pi \epsilon)}{\sin(\frac{\pi}{N} \epsilon)} e^{j\pi \epsilon (N-1)/N} + \sum_{k=\frac{N}{2}-1}^{\frac{N}{2}} \frac{X_k H_k \cdot \sin(\pi \epsilon)}{N \cdot \sin(\frac{\pi}{N} (\epsilon + k - i))} e^{j\pi (\epsilon (N-1) + i - k)/N} + W_i \quad (7)$$

그러므로 주파수 오프셋에 의해 전체적으로 크기 왜곡이 일어나고 원하는 신호부분의 경우 주파수 오프셋  $\epsilon$ 에 의해 모든 반송파에 크기왜곡과 위상천이가 공통적으로 일어난다고 볼 수 있다. 따라서 식 (3)과 식(5)를 이용하여  $\gamma_{SIR}$ ,  $\gamma_e$ 를 계산할 수 있다. 그림 1에 반송파 간섭의 영향이 없을 경우의 SNR 값,  $\gamma = 40\text{ dB}$  일 때 다양한 채널모델을 적용하여 주파수 오프셋에 따른 SIR과 effective SNR을 나타내었다. 주파수 오프셋이 커질수록 AWGN에 비해 반송파간섭의 영향이 점점 커진다.

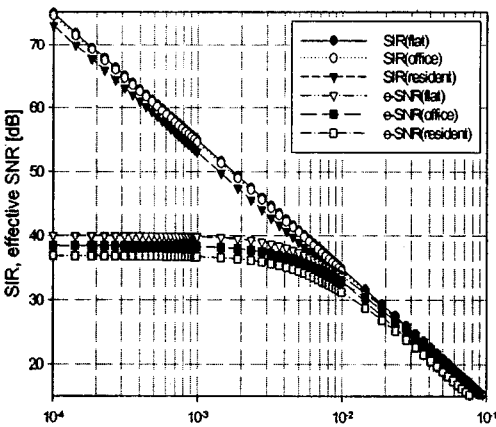


그림 1.  $\gamma = 40\text{ dB}$ 일때의 채널모델에 따른 주파수 오프셋의 영향 (SIR, effective SNR)  
Fig. 1 influence of frequency offset when  $\gamma = 40\text{ dB}$  (SIR, effective SNR)

#### IV. 도플러 확산에 의한 영향

송신시스템의 기저대역 모델[3]에서 송수신단

impulse shaping filter는 시간 도메인에서 서로 매칭되어 있고 rectangular form이라고 가정한다. 송신단에서 필터를 통과한 변조된 심볼은 직교하는 각 부반송파에 실려 송신된다. 송신신호는 각각의 도플러 주파수, 크기왜곡, 시간지연을 갖고있는 다중경로를 거쳐 수신된다. 여기서 다중경로를 거쳐 수신된 신호의 반송파간섭의 영향을 간단하게 계산하기 위해 경로는 단일경로 k만 존재하며 i 번째 부반송파와 j 번째 부반송파에 영향을 주는 방해 부반송파 j만 존재한다고 가정한다. 이때 경로 k로 수신되어 수신단에서 matched filter로 입력되는 신호

$Y_i^{(k)}$ 의 전력 스펙트럼은 주파수,  $f = f_i - f_j + f_d^{(k)}$ 에서의 크기가  $\frac{1}{T} \cdot a^{(k)}$ 인 dirac delta pulse로 볼 수 있고 필터의 전력 밀도 스펙트럼은  $T^2 \cdot \text{sinc}^2(fT)$  이므로 필터의 출력은 다음과 같이 정리 할 수 있다.

$$\sigma_{y_i^{(k)}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\frac{1}{T} \cdot a^{(k)})^2 \delta(f - (f_i - f_j + f_d^{(k)})) \cdot T^2 \cdot \text{sinc}^2(fT) df = (a^{(k)})^2 \text{sinc}^2((f_i - f_j + f_d^{(k)})T) \quad (8)$$

즉 식(8)은  $f_i \neq f_j$  일 때 i 번째 부반송파에 작용하는 j 번째 부반송파의 간섭을 나타낸다.

다시 일반적인 다중경로를 거친 N개의 부반송파를 가지는 신호에서 반송파 간섭을 계산하기 위해 경로 수 P 개를 갖는 채널모델에서 도플러 주파수가 같게 나타나는 경로들을 묶어 인덱스  $k'$ 으로 나타내면 식(8)로부터 원하는 신호부분(desired term)을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\eta_i^2 = \sum_{k=0}^{P-1} \text{sinc}^2(T \cdot f_d^{(k)}) \cdot E^{(k)}, \quad -N/2 \leq i \leq N/2 - 1 \quad (9)$$

여기서  $E^{(k)}$ 은 도플러 전력 스펙트럼에서 도플러 주파수가  $f_d^{(k)}$ 일때의 값을 나타내며 경로  $k'$ 에 따른  $P(f_d^{(k)})$ 의 모든 합은 1이 된다. 그러므로 i 번째 부반송파에 작용하는 반송파 간섭부분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta_{Scl}^2 = \sum_{k=0}^{P-1} \left[ \sum_{\substack{i=-N/2 \\ i \neq j}}^{N/2-1} \text{sinc}^2(T(f_i - f_j + f_d^{(k)})) \right] \cdot E^{(k)} \quad (10)$$

따라서 식(9)와 식(10)를 이용하여 도플러 전력 스펙트럼 모델에 따른 간섭을 계산할 수 있다. 그러므로 doppler spectrum 채널모델에 따른 SIR과 effective SNR을 구할 수 있다. 그림 2에  $\gamma = 40 \text{ dB}$  일때의 SIR과 effective SNR에 대하여 다양한 도플러 전력 스펙트럼 모델 [4]을 적용한 모의실험 결과를 나타내었다.

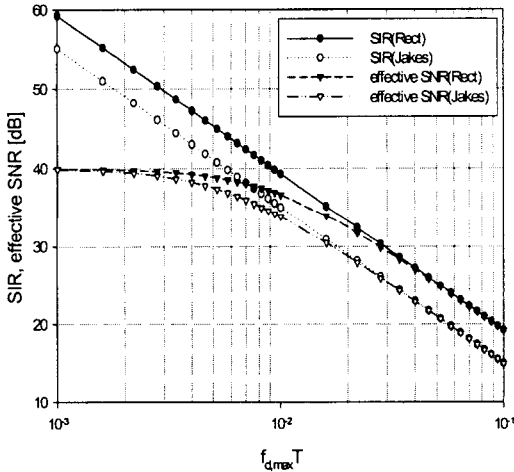


그림 2.  $\gamma = 40 \text{ dB}$  일때의 도플러 전력 스펙트럼 모델에 따른 도플러 확산의 영향 (SIR effective SNR)

Fig. 2 influence due to doppler power spectrum model when  $\gamma = 40 \text{ dB}$  (SIR, effective SNR)

## V. 오실레이터 페이즈 노이즈에 의한 영향

일반적인 오실레이터의 출력신호는 phase noise에 의해 위상이 랜덤하게 흔들리는 현상이 발생된다. 이로 인한 영향은 두가지로 나눌 수 있는데 (CPE) common phase error와 inter-channel interference이다. 신호가 무선채널로 송신되어 채널의 임펄스 응답  $h(t)$ 와 오실레이터의 phase noise  $\phi(t)$ 에 의해 영향을 받은 수신단의 신호는

다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_k H_k e^{j2\pi kn/N} \cdot e^{j\phi(n)} + w_n \quad (11)$$

$$n=0, 1, 2, \dots, N-1$$

$\phi(n)$ 은 일반적으로 매우 작은 값을 가지므로 계산을 보다 간단하게 하기 위해  $e^{j\phi(n)} \approx 1 + j\phi(n)$ 과 같이 나타낼 수 있다. 그러므로 수신에서 OFDM복조된 신호는 다음과 같이 세 부분으로 나누어 정리할 수 있다.

$$Y_i = \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \frac{1}{N} \sum_{k \in K} X_k H_k e^{j2\pi(k-i)/N} \right] \quad (12)$$

$$+ \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \frac{1}{N} \sum_{k \in K} X_k H_k e^{j2\pi(k-i)/N} \cdot j\phi(n) \right] + W_i$$

위 식에서 첫 번째 부분이 원하는 신호부분, 두 번째 부분은 phase noise  $\phi(n)$ 에 의해 생기는 부반송파 간섭부분 그리고 세 번째 부분은 백색잡음을 나타낸다. 식(12)의 반송파 간섭부분에서  $k=i$ 인 경우를 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다 [5].

$$P_i = \frac{X_i H_i}{N} \sum_{n=0}^{N-1} j\phi(n) = \frac{jX_i H_i}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \phi(n) \quad (13)$$

$$= jX_i H_i \cdot \phi_0$$

즉,  $P_i$ 는  $i$  번째 반송파에 작용하는 phase noise의 영향을 나타내며 그 크기는 수신신호에 비례한다. 그러므로 위 식은 모든 반송파에 공통적으로 작용하는 CPE를 나타낸다. 다음으로  $k \neq i$ 인 경우에는 다음과 같이 정리 된다.

$$A_i = \sum_{\substack{k \in K \\ k \neq i}} \frac{X_k H_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} j\phi(n) \cdot e^{j2\pi(k-i)/N} \quad (14)$$

$$= \sum_{\substack{k \in K \\ k \neq i}} X_k H_k j\phi_{k-i}$$

위 식에서  $A_i$ 는 (N-1)개의 주파수 이동된  $\phi(n)$ 의 합과 수신신호와의 곱으로 이루어져 있으므로 마치 잡음과 비슷한 성격의  $i$  번째 부반송파에 작용하는 다른 부반송파의 간섭을 나타낸다. 이제 보다 간편하게 CPE와 반송파 간섭을 계산하기 위해서

n번째 부반송파를 제외한 나머지 반송파들을 0으로 설정하고 n번째 부반송파의 심볼 크기는 앞에서  $X_k=1$  로 설정하였다.  $k \neq i$ 인 경우는

$$Y_i = \frac{1}{T} j\phi_n(t) e^{j2\pi(f_k - f_i)t} \otimes \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \text{ 로 표시된다.}$$

여기서  $\otimes$  는 convolution을 표시한다. 따라서, i번째 부반송파에 작용하는 k번째 부반송파 간섭을 나타내는데 부반송파 간섭은 주파수 천이된 페이즈 노이즈 프로세스를, T시간동안 크기 1/T인 rect 펄스 형태의 임펄스 응답을 갖는 필터에 인가한 출력형태를 갖는다. 그러므로 부반송파 간섭의 PSD는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{Y_i} \approx L_{\phi_n}(f - [f_k - f_i]) \cdot \text{sinc}^2(fT) \quad (15)$$

그러므로 i번째 부반송파에 대한 k번째 부반송파 간섭의 평균전력은 다음과 같이 계산 할 수 있다.

$$\sigma_{Sd,k}^2 \approx \int_{-\infty}^{\infty} L_{\phi_n}(f - [f_k - f_i]) \cdot \text{sinc}^2(fT) df \quad (16)$$

다음으로 CPE를 계산하기 위해서  $k=i$  인 경우에는  $Y_i = \frac{1}{T} j\phi_n(t) \otimes \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ 가 되므로 CPE의 PSD는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{CPE}(f) \approx L_{\phi_n}(f) \cdot \text{sinc}^2(fT) \quad (17)$$

따라서 CPE의 평균전력은 다음과 같이 표현되며 페이즈노이즈 특성이 OFDM 심볼기간동안 stationary 하다면 CPE는 모든 부반송파에 공통적인 크기로 작용하게 된다.

$$\sigma_{CPE}^2 \approx \int_{-\infty}^{\infty} L_{\phi_n}(f) \cdot \text{sinc}^2(fT) df \quad (18)$$

이제 분석을 위하여 다음과 같은 일반적인 페이즈 노이즈 모델을 가정할 수 있다[6].

$$L_{\phi_n}(f) = 10^{-c} + \begin{cases} 10^{-a} & : |f| \leq f_i \\ 10^{-(f-f_i)\frac{b}{(k-f_i)}-a} & : f > f_i \\ 10^{(f+f_i)\frac{b}{(k-f_i)}-a} & : f < -f_i \end{cases} \quad (19)$$

위 식에서 parameter a는 중심주파수로부터  $\pm f_i$ 까지의 phase noise level을, parameter b는  $f_i \sim f_h$ 까지의 주파수가 증가함에 따른 노이즈 감쇠의 가파름을, parameter c는 white phase noise 층을 결정한다. 그림 3에는 phase noise power에 따른 SIR과 effective SNR을 나타내었다. 이때 phase noise PSD의 메인 대역폭이 부반송파 대역폭내에 존재하기 때문에 ICI power는 0에 가까운 값으로 변화가 거의 나타나지 않으나 CPE는 phase noise power의 증가에 따라 비례해서 증가한다. 따라서 phase noise power가 증가함에 따라 SIR과 effective SNR이 급격하게 떨어지며 phase noise power가 0.03을 넘어서게 되면 SIR과 effective SNR곡선이 거의 같게 나타나는데 이는  $\gamma = 30\text{dB}$ 일때 이 지점에서 무선채널의 부가성 백색잡음의 영향보다 phase noise의 영향이 더 심각해지는 것을 의미한다.

두 번째로 phase noise spread에 따른 영향을 분석하기 위하여 phase noise power는 일정하게 유지한 상태에서 PSD의 메인대역폭을 증감시키며 그 영향을 계산하였다. phase noise PSD의 메인대역폭이 증가하면 크지는 않으나 CPE는 감소하고 ICI는 증가하게 된다. 그러나 결과적으로 CPE의 감소량과 ICI의 증가량이 거의 비슷하여 그림 4의 SIR과 effective SNR은 phase noise spread에는 거의 관계없이 일정하게 나타나는 것을 확인할 수 있다.

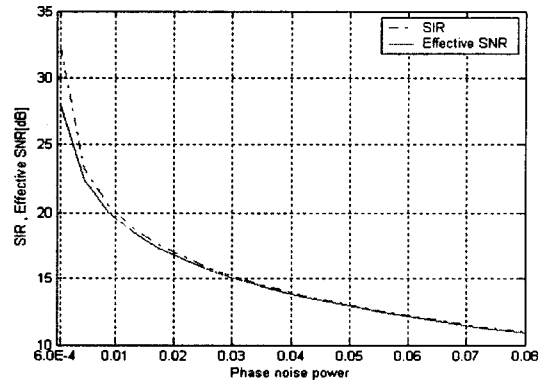


그림 3. phase noise power에 따른 SIR, effective SNR (original SNR,  $\gamma = 30\text{dB}$ )  
 Fig. 3 SIR, effective SNR according to phase noise power (original SNR,  $\gamma = 30\text{dB}$ )

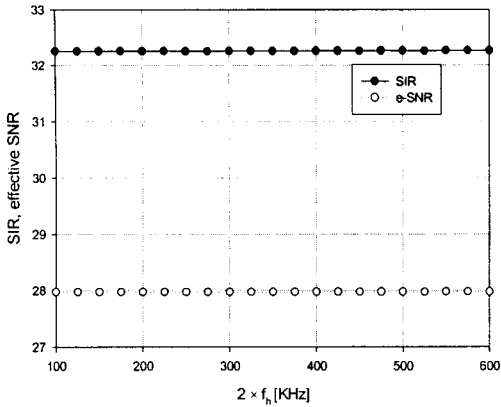


그림 4. phase noise spread에 따른 SIR, effective SNR ( $\gamma = 30dB$ ,  $\sigma_{\phi_N}^2 = 6 \times 10^{-4}$ )  
 Fig. 4 SIR, effective SNR according to phase noise spread ( $\gamma = 30dB$ ,  $\sigma_{\phi_N}^2 = 6 \times 10^{-4}$ )

## VI. 결 론

본 연구에서는 고속 무선 OFDM 시스템의 무선 채널에서의 성능을 분석하기 위해 다양한 채널모델과, 주파수 오프셋, 도플러 확산, 위상잡음에 따른 SIR과 이 SIR을 고려한 effective SNR을 컴퓨터 모의실험을 통하여 분석하였다.

첫번째로 flat한 주파수 응답채널, 그리고 JTC(Joint technical committee)에서 제시한 오피스 지구, 주거지구 환경 채널모델을 고려하여 주파수 오프셋의 영향을 계산하였다. 그 결과 채널모델에 따른 SIR(signal-to-ScI ratio)은 차이가 약 2dB정도로 나타났고 effective SNR은 flat 채널모델에서 오피스 지구, 주거지구 환경모델로 갈수록 약 3dB 까지 떨어졌으며 주파수 오프셋이 커질수록 반송파 간섭의 영향이 커지므로 일정크기 이상 주파수 오프셋이 발생하게 되면 effective SNR 은 SIR과 같게 나타났다. 그러므로 요구되는 original SNR  $\gamma$ 가 높을수록 높은 dB를 유지하기 위해서는 주파수 오프셋의 영향이 그만큼 작아야 한다는 것을 알 수 있다.

두 번째로 Rice, Rect, Gauss I, Gauss II, Jakes 도플러 전력모델을 적용하여 도플러 확산에 의한 반송파 간섭의 영향을 계산하였다. 도플러 전력모

델에 따른 SIR의 차이는 크지 않았으나 Rice, Rect, Gauss I, Gauss II, Jakes 모델 순으로 낮게 나타났으며  $f_{d,max}$  근처에 전력분포가 상대적으로 많은 Jakes 모델과 Rectangular 모델간에 약 4dB 정도 차이가 나는 것을 확인 할 수 있었다. 또한 주파수 오프셋에서의 마찬가지로 요구되는 original SNR  $\gamma$ 가 높을수록 높은 dB를 유지하기 위해서는 주파수 오프셋의 영향이 그만큼 작아야 한다는 것을 확인 할 수 있다.

세번째로 오실레이터 페이즈 노이즈에 의한 영향을 계산하기 위하여 페이즈 노이즈 모델을 설정하고 페이즈 노이즈 평균전력과 메인대역폭을 증감시키면서 그 영향을 분석하였다. 먼저 페이즈 노이즈의 평균전력이 증가할수록 SIR 과 effective SNR이 급격하게 떨어지며  $\gamma = 30dB$  인 경우 phase noise 전력이 0.03을 넘어서게 되면 무선채널의 부가성 백색잡음의 영향보다 phase noise의 영향이 더 우세해져 SIR과 effective SNR곡선이 같게 나타났다. 또한 phase noise PSD의 메인 대역폭을 극단적으로 반반송파의 대역폭의 약 2배까지 증가시키면서 영향을 분석하였는데 결과적으로 CPE의 감소량과 ICI의 증가량이 거의

비슷하여 SIR 과 effective SNR이 거의 일정하게 나타났다. 즉, 오실레이터 페이즈 노이즈 PSD의 메인 대역폭의 변화에 따른 영향의 차이는 매우 미미하다고 볼 수 있으며 단 phase noise 전력이 증가함에 따라서는 심각하게 성능이 저하된다고 볼 수 있다.

실제로 OFDM 방식의 고속 무선통신시스템을 개발하기 위해서는 성능에 영향을 주는 다양한 원인에 대한 분석이 필요하다. 따라서 본 논문의 연구결과들은 이러한 시스템들을 효율적으로 개발하는데 많은 도움이 될 수 있을 것이다.

## 참고문헌

- [1] Branimir Stantchev, "Time variant distortions in OFDM" IEEE commun. Vol 4, No 9, september, 2000
- [2] Paul H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction" IEEE Trans. commun,

Vol 42, No 10, October 1994

저자소개

- [3] P. Robertson and Stefan Kaiser, "The effects of Doppler spreads on OFDM(A) mobile radio systems," in Proc IEEE VTC Fall, Amsterdam, Holland, Sept. 14-17, 1999
- [4] Matthias Patzold, "Mobile fading channels", WILEY, pp.259-265, January 2002
- [5] J. Stott, "The effects of phase noise in COFDM", EBU Technical Review, No 276 summer pp.12-25, 1998
- [6] P.Robertson and S. Kaiser, "Analysis of the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplex (OFDM) systems," in Proc. ICC. Seattle, WA, June 18-22, pp.1652-1657, 1995



이종길(Jong Gil Lee)

1982년 2월 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1985년 1월 미국 Case Western Reserve University, Electrical Eng. (M.S.)

1990년 5월 미국 Clemson University, Electrical Eng. (Ph.D.)

1991년 1월~1993년 2월 삼성전자 특수연구소

1993년 3월~현재 인천대학교 정보통신공학과 교수

※관심 분야: 무선통신, 레이더신호처리, 통신시스템