

# 재밍 채널에서 고속 통신을 위한 주파수 도약 SC-FDMA 통신 시스템의 성능 분석과 보상

## Performance Analysis and Compensation of FH/SC-FDMA System for the High-Speed Communication in Jamming Channel

김장수 · 조병각\* · 백광훈 · 유흥균

Jangsu Kim · Byung Gak Jo\* · Gwang Hoon Baek · Heung-Gyoon Ryu

### 요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 고속의 데이터 전송에 유리한 통신 방식이다. 하지만 OFDM 시스템은 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio)이 문제이다. PAPR 저감을 위한 방법으로 DFT(Discrete Fourier Transform)-spread 방식의 SC-FDMA(Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) 기술이 제안되었으며, 큰 관심을 받고 있다. 본 논문에서는 재머나 의도적인 간섭에 취약한 OFDM 방식의 단점을 보완하기 위해 스펙트럼 확산 방식 중 하나인 FH(Frequency Hopping) 방식을 도입하였고, 부분 대역 재밍과 톤 재밍이 있는 채널 환경에서 FH 방식의 SC-FDMA 시스템의 성능을 비교 분석한다. 그리고, SC-FDMA 방식은 ICI(Inter-sub-Carrier Interference)에 민감한데, 특히 주파수 오프셋이나 위상 잡음에 의해 발생하는 ICI는 시스템 성능을 열화시킨다. 본 논문에서는 DFT-spread OFDM을 기반으로 하는 SC-FDMA 기술에 PNFS(Phase Noise and Frequency offset Suppression) 알고리즘을 적용한 등화기를 사용하여 위상 잡음이나 주파수 오프셋 등에 의해 발생하는 ICI의 영향을 분석하고, 보상한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능 개선을 확인하였다.

### Abstract

FH system is very robust to the jamming interference. OFDM system is very good for the high speed communication system. But, it has high PAPR. SC-FDMA system based on DFT-spread OFDM was proposed to reduce high PAPR. Therefore, in this paper, we like to introduce the FH system into SC-FDMA system, which can be best solution to the jamming hostile environment and for the high power efficiency. Also, OFDM is very sensitive to ICI. Especially, ICI generated by frequency offset and phase noise breaks the orthogonality among sub-carriers, which seriously degrades the system performance. We analyze the performance of the FH SC-FDMA system in the PBJ and MTJ channel. In this paper, the ICI effects caused by phase noise, frequency offset and Doppler effects are analyzed and we like to propose the PNFS algorithm in the equalizer to compensate the ICI influences. Through the computer simulations, we can confirm the performance improvement.

Key words : FH, SC-FDMA, PAPR, ICI, Jamming

### I. 서 론

OFDM 시스템은 고속의 데이터 열을 낮은 속도의

많은 수의 데이터 열로 나누고, 이들을 다수의 부분 송파를 사용하여 동시에 전송하는 방식이다. 직렬 입력 데이터를 직교성을 가지는 여러 개의 부분송파

충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(College of Electrical and Computer Engineering, Chungbuk National University)

\*국방과학연구소 위성통신연구그룹(Satellite Communication Research Group, Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 20090415-040

· 수정완료일자 : 2009년 6월 16일

를 사용해서 병렬로 전환하여 고속으로 데이터를 전송한다. 이러한 여러 가지 장점들로 인해 고속으로 데이터를 전송할 수 있기 때문에 디지털 방송, HIPERLAN2 및 차세대 이동통신 기술 중 하나인 WiMax, Wibro 등 다양한 고속 디지털 통신 분야에 응용되고 있다<sup>[1],[2]</sup>.

OFDM 시스템은 jammer에 대단히 취약한 단점을 가지고 있다. 그렇기 때문에 jammer에 강하고 의도적인 간섭에 잘 견디는 주파수 도약 방식을 혼합함으로써 항재밍 효과를 갖는다. 두 가지 방식을 혼합함으로써 주파수 도약 OFDM 시스템은 의도적인 외부 간섭에 잘 견디며 대용량 고속 데이터 전송에 적합하고, 높은 대역 효율을 가짐으로써 차세대 mobile 통신 시스템으로 주목 받고 있다.

그러나 많은 부반송파를 사용하는 OFDM 시스템에서 높은 PAPR 문제가 특히 크게 발생하는데, 높은 PAPR 신호는 HPA(High Power Amplifier)와 같은 비선형 소자를 통과할 때 큰 왜곡을 겪게 되며, 이러한 비선형 왜곡은 각 부반송파들 간의 직교성을 깨트려 시스템 성능을 크게 열화시킨다. Evolved UTRA (EUTRA)의 상향 링크(uplink)에서의 PAPR 저감을 위한 방법으로 SC-FDMA 기술이 제안되었으며, 그 우수성으로 인해 OFDM 기반의 차세대 무선 이동통신 시스템에서 PAPR 저감을 위한 해결책으로써 큰 관심을 받고 있다. 본 논문에서는 높은 PAPR 문제를 SC-FDMA 기술을 사용하여 PAPR을 저감하는 방법을 사용했다. 그러나 SC-FDMA를 사용하면 위상 잡음에 기존 OFDM보다 더욱 민감하다고 알려져 있다. 단일 반송파를 갖는 시스템들과 달리 위상 잡음이나 주파수 오프셋 등으로 인해 발생하는 ICI로 인해 SC-FDMA에서 각 부반송파들 간의 직교성을 깨트림으로써 시스템 성능을 크게 열화시킨다. 먼저 위상 잡음은 송·수신기의 PLL에서 발생하고, 수신기에서 하향 변환 시에 CPE(Common Phase Error)와 ICI 성분이 시스템에 영향을 미치게 된다<sup>[4],[5]</sup>. 다음으로 SC-FDMA 시스템에서는 주파수 오프셋의 영향으로 수신 신호의 주파수 스펙트럼에 주파수 천이가 발생하여 부반송파간의 직교성이 상실되게 된다<sup>[6]</sup>.

SC-FDMA 통신 시스템에서 문제가 되는 위상 잡음과 반송파 주파수 오프셋, 도플러 효과 그리고 이들에 의해 발생하는 ICI에 관하여 많은 기존의 연구

가 있었고 많은 보상 방법들이 소개되었다. OFDM 시스템에서 주파수 오프셋 추정을 통한 ICI를 제거하기 위해 프리앰블 또는 파일럿 심볼을 이용하는 방법과 cyclic-prefix를 이용하는 방법이 제안되었다. 또한, 위상 잡음에서 발생하는 ICI를 제거하기 위한 방법으로 self-cancellation을 이용하는 방법과 등화기를 이용하여 위상 잡음의 영향을 일정하게 보상하는 방법 등이 제안되었다. 2002년에 Songping Wu 등은 OFDM 기반의 무선 랜에서 위상 잡음 보상 알고리즘(PNS algorithm)을 연구하였다. 여기에서는 파일럿을 이용하여 위상 잡음에 의해 발생하는 주요 문제점인 ICI 성분의 영향을 보상하는 PNS 알고리즘에 대하여 소개하였다<sup>[7]</sup>. 그리고 유상법 등은 위상 잡음 보상 알고리즘을 개선하여 MMSE 과정 중에서 고정된 웨이팅 팩터를 사용하지 않고 이 값을 업데이트를 시키면서 iteration 과정을 수행하는 여러 성분을 좀 더 정확하게 보상할 수 있는 PNFS 알고리즘을 제안하였다<sup>[8]</sup>. 본 논문에서는 기존에 OFDM 시스템에서만 제안되었던 PNFS 알고리즘을 FH 방식과 SC-FDMA 방식이 혼합된 시스템에 적용하여 주파수 도약 SC-FDMA 시스템에서 발생하는 주파수 오프셋, 위상 잡음과 도플러 영향에 대해 분석한다<sup>[11]</sup>. 그리고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 CCDF 및 BER의 성능이 보상하였을 경우 개선됨을 보였다. 본 논문에서 분석한 내용들의 각각은 지금까지 수많은 논문에서 다뤄졌던 내용들이다. 기존 OFDM 기반의 시스템을 다룬 논문들에서는 본 논문에서 고려한 시스템 성능에 영향을 미치는 요소들의 일부분만 적용하여 시스템 성능을 분석하였다. 하지만 본 논문에서는 주파수 도약 SC-FDMA 시스템에서 위상 잡음, 주파수 오프셋, 도플러 효과, 재밍(부분 대역 재밍, 톤 재밍) 등의 요소를 다양한 채널에서 고려하여 성능을 분석하였다.

## II. 주파수 도약 SC-FDMA 시스템

SC-FDMA 방식은 재머에 매우 취약한 단점이 있기 때문에 주파수 도약 방식을 사용하여 단점을 보완하고자 한다. 주파수 도약 방식은 PN(Pseudorandom Number) 시퀀스에 의해서 변조된 반송파의 스펙트럼을 일정한 주파수 대역 내에서 한 주파수에서 다른 주파수로 랜덤하게 도약시킴으로써 재머에 강

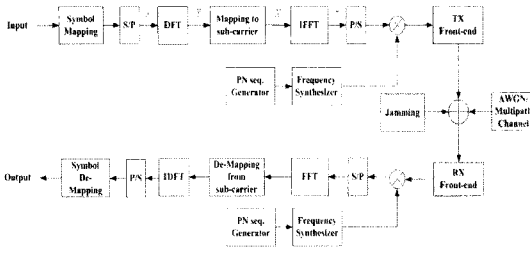


그림 1. 주파수 도약 SC-FDMA 시스템 구성도  
Fig. 1. Block diagram of 주파수 도약 SC-FDMA.

한 성능을 갖는다. PN 시퀀스 generator에서 생성된 PN 시퀀스에 따라, 주파수 합성기에서 도약할 주파수를 만들어 내어 OFDM 심볼이 한 심볼당 한번 도약하도록 한다.

각 사용자의 DFT spreading OFDM 송신기의 M-point DFT 블록에 입력되는 심볼 열을  $y = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]^T$ 라 하면, DFT 블록을 통과하여 DFT 확산된 신호열은 다음과 같이 나타난다.

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} y_m \cdot e^{-j2\pi mk/M}, \quad (k = 0, 1, \dots, M-1). \quad (1)$$

DFT 확산된 신호열  $Y$ 는 부반송파 할당 블록에서  $N-M$  개의 '0'이 신호열  $Y$ 의 앞에  $LZ$ 개,  $Y$ 의 뒤에  $RZ$ 만큼 ( $LZ+RZ=N-M$ ) 삽입되어  $N$ 개의 신호로 구성된 신호열  $X$ 가 된다. 여기서  $X = [0_0, \dots, 0_{LZ-1}, Y_0, Y_1, \dots, Y_{M-1}, 0_0, \dots, 0_{RZ-1}]^T$ 이며,  $[1 \times N]$ 의 크기를 갖는다. 부반송파 할당 블록을 통과한 길이  $N$ 의 신호열  $X$ 가 IFFT 블록을 통과한 후 전송되는 신호는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{j2\pi f_n t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{j\frac{2\pi}{NT_s} n t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N \cdot M}} \sum_{n=LZ}^{LZ+M-1} \sum_{m=0}^{M-1} y_m \cdot e^{-j2\pi m(n-LZ)/M} \cdot e^{j2\pi f_n t}, \\ 0 \leq t \leq NT_s. \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서  $N$ 은 부반송파 수이고,  $T_s$ 는 심볼주기,  $n$ 번째 부반송파 주파수는  $f_k = k / NT_s$ 이다. 그리고  $t = nT_s$ 이기 때문에 전송되는 송신 신호는 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N} kn} \quad (3)$$

$X[n]$ 은 mapper에서 변조된 정보이다. 이 신호  $x(t)$ 는 송신단의 주파수 합성기 출력 신호  $f_{FH}(t)$ 와 곱해진다.  $f_{FH}(t)$ 는 PN sequence generator로부터 발생하는 비트의  $n$ 비트의 sequence에 따라 매 도약 구간(hopping duration)마다 다른 주파수가 된다.  $n$ 비트의 조합  $2^n$ 개에 대응되는  $2^n$ 개의 서로 다른 주파수가 주파수 합성기에서 발생된다. 주파수 합성기에서 발생된 신호  $f_{FH}(t)$ 은 출력 신호  $x(t)$ 와 곱해져서 전송된다. 이 논문에서는 OFDM 한 심볼당 한번 도약하는 방식을 적용하였다. 이 때의 송신 신호  $s(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = x(t) \cdot e^{j2\pi(f_c(t)+f_{FH}(t))t} \quad (4)$$

송신 신호  $s(t)$ 는 AWGN 채널을 거쳐 다음의 신호  $r(t)$ 와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \{s(t) + n(t) + j(t)\} \cdot e^{-j2\pi(f_c + f_{FH}(t))t} \\ &= x(t) + n(t) \cdot e^{-j2\pi(f_c + f_{FH}(t))t} + j(t) \cdot e^{-j2\pi(f_c + f_{FH}(t))t} \\ &= x(t) + N(t) + J(t) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $n(t)$ 는 평균이 0인 가우시안 확률밀도 함수이며, 전력은  $\sigma_n^2$ 이다.  $f_c(t)$ 는 부반송파 주파수이다.  $j(t)$ 는 채널을 통과하며 더해지는 재밍 신호이다. 그리고 잡음 신호 또는 재밍 신호에 어떤 신호가 곱해져도 그 신호는 여전히 잡음 신호 또는 재밍 신호이므로  $N(t)$ 와  $J(t)$ 로 표현하기로 한다.

### III. ICI 특성

본 논문에서는 여러 가지 원인으로 인해 발생하는 ICI가 수신 성능에 미치는 영향을 분석한다. ICI가 발생하는 여러 가지 원인 중에 대표적인 것으로 위상 잡음과 주파수 오프셋이다.

#### 3-1 위상 잡음의 영향

주파수 도약 SC-FDMA 시스템에서의 위상 잡음은 일반적인 OFDM 시스템의 출력 신호  $x(n)$ 이 주파수 호핑될 때 송신기의 주파수 합성기에서 추가된다. 그리고 수신된 신호는 역호핑될 때 수신기에서

다시 주파수 합성기의 위상 잡음이 추가된다. 위상 잡음의 영향을 받은 수신 신호는 다음과 같이  $r(t)$  또는  $r(n)$ 으로 표현된다.

$$r(t) = \{x(t) \otimes h(t) + v(t) + j(t)\} \cdot e^{j\phi(t)},$$

$$r(n) = \{x(n) \otimes h(n) + v(n) + j(n)\} \cdot e^{j\phi(n)}. \quad (6)$$

여기서  $r(t)$ ,  $x(t)$ ,  $h(t)$ ,  $v(t)$ ,  $j(t)$  또는  $r(n)$ ,  $x(n)$ ,  $h(n)$ ,  $v(n)$ ,  $j(n)$ 은 각각 수신 신호, 송신 신호, 채널 임펄스 응답, 복소 가우시안 잡음, 재밍 신호다.  $\phi(n)$ 은 송수신기에서 발생한 위상 잡음이다. 송수신기의 주파수 합성기에서 주파수 호핑을 할 때와 주파수 역호핑할 때의 동기가 완전히 이루어졌다고 할 때, 수신기에서 FFT된 후의  $k$ 번째 캐리어의 샘플링된 신호는 아래와 같다.  $t = nT_s$ ,  $f_k = k/(NT_s)$  이기 때문에 다음과 같은 식의 전개가 가능하다.

$$Y_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi f_k t}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{[x(n) \otimes h(n) + v(n) + j(n)] \cdot e^{j\phi(n)}\} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_l \cdot H_l \cdot e^{j\phi(n)} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} + N_k + J_k. \quad (7)$$

여기서 위상 잡음의 영향을 분석하기 위해 채널 임펄스 응답  $H=1$ 로 가정하고, 식 (7)을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y_k = \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot H_l \cdot Q_{l-k} + N_k + J_k$$

$$= X_k + (jX_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi(n)})$$

$$+ (\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi(n)} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n}) + N_k + J_k$$

$$= X_k + CPE + ICI + N_k + J_k \quad (8)$$

여기에서  $\phi[n]$ 는  $\phi_{TX}[n] + \phi_{RX}[n]$ 과 같고,  $Q_{l-k}$ 는  $l$ 번째 반송파가  $k$ 번째 반송파에 미치는 영향이다.  $N_k$ 는 복소 가우시안 잡음에 수신기의 주파수 합성기의 위상 잡음이 추가된 후에 샘플링된 FFT 버전이며, 평균 0이고 분산은  $\sigma_n^2$ 이다. 그리고  $X_k$ 는 FFT된 후의 신호이다.  $J_k$ 는 RF 영역에서 AWGN

과 마찬가지로 송신 신호에 더해진 재밍 신호이다.

### 3-2 반송파 주파수 오프셋의 영향

주파수 오프셋의 영향은 신호의 크기 감소와 위상을 회전시켜, 인접 반송파간의 간섭을 유발하게 하여 시스템 성능 열화를 초래하게 된다. 반송파 주파수 오프셋이 존재할 때 수신된 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \{x(t) \cdot e^{j2\pi(f_c + f_{FH}(t))t} \otimes h(t) + n(t) + n(t) + j(t)\} \cdot e^{-j2\pi(f_c + f_{FH}(t) + f_{offset}(t))t} \quad (9)$$

$$r(n) = \{x(n) \cdot e^{j2\pi(f_c(t) + f_{FH}(t))nT_s} \otimes h(n) + v(n)\} \cdot e^{-j2\pi(f_c + f_{FH} + f_{offset})nT_s} \quad (10)$$

여기서  $r(n)$ ,  $x(n)$ ,  $h(n)$ ,  $v(n)$  또는  $r(t)$ ,  $x(t)$ ,  $h(t)$ ,  $v(t)$ 는 각각 수신 신호, 송신 신호, 채널 임펄스 응답, 복소 가우시안 잡음이다. 여기서 채널 임펄스 응답  $H=1$ 이다.

여기서, 반송파 주파수  $f_c$ 에 비해 호핑 주파수  $f_{FH}$ 는 매우 작은 값이기 때문에 무시할 수 있는 값이라고 가정한다. 채널을 거친 후, 송신 신호의 반송파 주파수  $f_c$ 와 수신 신호의 반송파 주파수  $f_c'$ 이 틀리면 이러한 주파수 오프셋 ( $f_c - f_c'$ )이 수신 신호에 영향을 미친다.

인접 반송파 간격으로 정규화된 주파수 오프셋  $\varepsilon$ 은 다음과 같다.

$$\varepsilon = (f_c - f_c') \cdot T = \frac{(f_c - f_c')}{\Delta f} \quad (11)$$

수신된  $k$ 번째 OFDM 신호 심볼에 대한 주파수 오프셋 영향으로 인한 반송파간 간섭 성분은 다음과 같다.

$$Y_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{[x(n) \otimes h(n) + v(n) + j(n)] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n}\} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

$$= X_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon n} + \frac{1}{N} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k+\varepsilon)n} + N_k + J_k \quad (12)$$

위의 반송파 주파수 오프셋이 발생하였을 때에 대한

수식을 분석해 보면 위상 잡음처럼 CPE 성분과 ICI 성분의 형태를 갖게 되는 것을 확인할 수 있다. 주파수 오프셋 역시 수신기에서 ICI 문제를 발생하여 인접 부반송파와의 직교성을 깨뜨린다는 것을 확인할 수 있다.

### 3-3 도플러 효과(Doppler Effect)의 영향

채널의 이동 통신의 전파 환경 중에 도플러 효과는 이동국이 자유공간 내에서 움직이고 있을 때 수신되는 반송파의 주파수가 천이되는 현상이다. 도플러 주파수는 이동국의 상대 속도와 수신파의 위상 차이에 의해 결정된다. FH-OFDM 시스템에서 기지국으로 수신되는 주파수는  $f_c + f_{FH}$  인데, 반송파 주파수  $f_c$  에 비해 호핑 주파수  $f_{FH}$  는 매우 작은 값이기 때문에 무시할 수 있는 값이라고 가정하고 반송파 주파수  $f_c$  만을 고려하도록 한다. 이동국이  $v$  의 속도로 수신파에 대해  $\theta$  의 각도로 움직이고 있는 경우에 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \{x(t) \cdot e^{j2\pi(f_c(t)+f_{FH}(t))t} + n(t) + j(t)\} \cdot e^{-j(2\pi((f_c(t)+f_{FH}(t))-\frac{v}{\lambda}\cos\theta)t)} = \{x(t) \cdot e^{j2\pi f_c(t)t} + n(t) + j(t)\} \cdot e^{-j(2\pi(f_c(t))-\frac{v}{\lambda}\cos\theta)t} \quad (13)$$

따라서 수신되는 신호의 주파수  $f_r = f_c + f_d$  가 된다. 여기서  $f_d$  는 도플러 주파수이다. 반송파 주파수  $f_c$  의 순수 정형파 톤이 전송되었을 시 도플러 스펙트럼인 수신 신호의 스펙트럼이  $f_c - f_d$  에서  $f_c + f_d$  범위에 분포하게 된다. 스펙트럼의 확산 정도는 이동국의 상대 속도, 이동국의 움직임 방향, 산란파의 도착 방향 사이의 각도에 의해 결정된다. 그러므로 도플러 주파수  $f_d$  는 다음과 같이 정해진다.

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\theta \quad (14)$$

여기서,  $v$  는 이동국의 속도이고,  $\lambda = \frac{c}{f_c}$  (빛의 속도  $c = 3 \times 10^8$  m/s)이다.

도플러 효과가 존재할 때 수신된 신호는 다음과 같다.

$$r(n) = \{x(n) \cdot e^{j2\pi f_c n T_s} \otimes h(n) + v(n)\} \cdot e^{-j2\pi(f_c + f_d)n T_s} \quad (15)$$

여기서  $r(n)$ ,  $x(n)$ ,  $h(n)$ ,  $v(n)$  는 각각 수신 신호, 송신 신호, 채널 임펄스 응답, 복소 가우시안 잡음이다. 여기서 채널 임펄스 응답  $H=1$  이다. FFT를 통과한 후  $k$  번째 부반송파에서의 신호는 다음과 같다.

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) + v(n) + j(n)] \cdot e^{j2\pi f_c n T_s} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = X_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}f_c n} + \frac{1}{N} \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k+f_d)n} + N_k + J_k \quad (16)$$

위의 도플러 효과에 대한 수식을 분석해 보면 위상 잡음처럼 CPE 성분과 ICI 성분의 형태를 갖게 되는 것을 확인할 수 있다. 도플러 효과 역시 수신기에서 ICI 문제를 발생하며, 도플러 효과에서 가장 문제가 되는 것은 수신되는 전파의 위상차이며, 위상 차에 따라 매우 민감한 성능 차이를 보인다.

## IV. 재밍 채널

재밍 신호는 크게 두 가지로 구분하였다.

첫 번째는 부분 대역 재밍이다. 부분 대역 재밍은 전체 대역 중에서 일정 부분 대역에만 재밍 신호가 영향을 주는 것을 말한다. 재밍 신호의 전체 전력은 동일하므로 재밍 신호의 대역이 넓어질수록 재밍 신호의 전력 세기는 줄어든다. 부분 대역 재밍의 경우는 식은 다음과 같다.

$$JSR = N_J / E_s \quad (17)$$

$$\rho = \frac{W_J}{W_{SS}} \leq 1 \quad (18)$$

$$N'_J = \frac{N_J}{\rho} = \frac{P_J}{W_{SS}} \cdot \frac{W_{SS}}{W_J} = \frac{P_J}{W_J} \quad (19)$$

여기서  $N_J$  는 전체 도약 대역에 대한 재밍의 전력

에 대한 비이다. 그리고  $P_j$ 는 재밍의 전력,  $N_j$ 는 부분 대역 재밍의 PSD(Power Spectral Density),  $W_j$ 는 재밍의 대역,  $W_{ss}$ 는 전체 도약 대역을 나타낸다.  $\rho$ 는 JFR(Jamming Fractional Ratio)이다.

두 번째로는 톤 재밍이다. 톤의 개수가 한 개일 경우는 톤 재밍 신호 전력이 최대일 경우이고, 톤의 개수가 점점 늘어날수록 각각에 대한 톤 재밍 신호의 전력은 낮아진다. 하지만 각각의 톤 재밍 신호들의 전력의 합은 톤의 개수가 한 개일 경우의 전력과 동일하다. 이것은 톤 재밍 신호의 전체 전력은 동일하다는 것을 의미한다. 신호 대역폭 내의 어디에서나 전력  $J$ 를 갖는 비 변조된 반송파를 전송하는데, 이러한 다중 톤 재밍의 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$j(t) = \sqrt{\frac{2P_j}{N_T}} \sum_{j=1}^{N_T} \cos(2\pi f_j t) \quad (20)$$

여기서  $P_j$ 는 재머의 전체 전력이고,  $N_T$ 는 톤의 개수이며,  $f_j$ 는 재머 주파수이다.

이러한 재밍 신호에 대해 성능을 개선시키기 위해 본 논문에서는 FH 방식을 사용하였다. FH 방식은 주어진 대역폭을 많은 수의 호핑 채널로 나누어 정해진 시퀀스에 의하여 주파수를 뛰어다니며 데이터를 송신한다. 그러므로 재밍의 영향을 받을 영향이 줄어들기 때문에 항재밍 효과를 갖게 된다. 그리고 신호가 할당된 채널이 빠르게 변경되기 때문에 다중 채널 간섭 등의 잡음 영향도 줄일 수 있다. 수신단에서는 정해진 시퀀스에 의해 여러 호핑 채널에 분산된 신호들을 같은 시퀀스를 사용하여 신호를 복원한다.

### V. PNFS 알고리즘

본 논문에서는 ICI의 영향을 수신 단에서 보상하기 위한 방법으로 기존의 PNS 알고리즘을 개선하여 향상된 성능을 보이는 PNFS 알고리즘을 적용하였다. PNFS 알고리즘은 기존의 PNS 알고리즘과 달리 CPE 성분을 고려한 계산방법으로 위상 잡음뿐만 아니라 오프셋 등 여러가지 간섭 성분들이 동시에 영향을 미쳤을 때 이에 대한 영향을 좀 더 정확하게 보상할 수 있고, 또한 MMSE 과정 중에서 고정된 웨이팅 팩

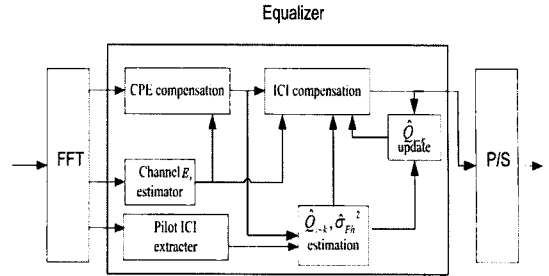


그림 2. ICI와 CPE 추출과 보상  
Fig. 2. Extraction and compensation of ICI and CPE.

터를 사용하지 않고 이 값을 업데이트를 시키면서 iteration 과정을 수행하기 때문에 여러 성분을 좀 더 효과적으로 정확하게 보상할 수 있다.

PNFS 알고리즘의 기본 동작 원리는 먼저, 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 CPE 성분을 제거한 다음, 이미 알고 있는 파일럿 심볼과의 차이를 이용하여 여러 전력을 구한다. 구하여진 전력을 등화기의 MMSE 판정 기준과 forgetting factor로 이용하여 ICI 성분을 보상한다. 채널을 거친 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y_k = X_k \cdot H_k \cdot \hat{I}_o + W_{ICI+AWGN} \quad (21)$$

위 식은 송신 신호  $X_k$ 와 채널 응답  $H_k$ , 그리고 위상 잡음, 주파수 오프셋, 도플러 효과의 영향인  $\hat{I}_o$ 로 이루어지며, 그 외의 ICI에 영향을 받은 잡음 성분인  $W_{ICI+AWGN}$ 으로 구분된다.

수신된 신호의 FFT 후단에서의 보상 신호 처리과정은 다음과 같다.

여러 가지 원인들에 의해 발생하는 CPE 영향은 간단한 CPE 보상기법을 통하여 일정하게 제거할 수 있다. 수신 단에서 FFT를 통과한 후의  $k$ 번째 부반송파에서의 신호는 식 (22)와 같이 표현할 수 있다.

$$Y_k = X_k \cdot Q_0 + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k} + V_k \quad (22)$$

여기에서  $Q_0$ 는 CPE 성분을 의미한다. CPE 성분은 식 (23)과 같이 추정할 수 있다.

$$CPE_k = \frac{Y_k}{X_k} = Q_0 + \frac{ICI + N_k}{X_k} = Q_0 + W_k \quad (23)$$

여기서  $W_k$ 는 ICI와 AWGN의 영향에 의해 발생한 총 간섭 성분이다. 최종적으로 평균 CPE  $r_{cpe}$ 는 전체 파일럿 캐리어들에서 평균을 취하여 추정한다.

$$r_{cpe} = \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} CPE_k = Q_0 + \frac{1}{4} \sum_{k \in S_p} W_k. \quad (24)$$

식 (24)에서  $N_p$ 는 파일럿 심볼의 개수이고, 본 논문에서는 4개의 파일럿 심볼을 사용하였다.  $S_p$ 는 파일럿 심볼이다.

다음은 ICI 보상에 대한 분석이다. CPE 보상을 거친 후의 수신 신호는 식 (25)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_k &= \frac{X_k \cdot Q_0 + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k} + V_k}{r_{cpe}} \\ &= \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k} + W_{ICI+AWGN}. \end{aligned} \quad (25)$$

위 식은 위상 잡음과 offset에 의한 ICI 성분과 AWGN 잡음만 존재하게 된다. 잡음의 영향을 제거하기 위하여 위의 수신 신호는 MMSE 등화 과정을 거치며, 송신된 데이터 샘플은 최종적으로 식 (26)과 같이 추정된다.

$$\hat{X}_k = \tilde{Y}_k * C_k. \quad (26)$$

$C_k$ 는 MMSE 알고리즘에 의해 식 (27)과 같이 얻어진다.

$$C_k = \frac{\tilde{Q}_{l-k}^* \cdot H_k^*}{|\tilde{Q}_{l-k}^* \cdot H_k^*|^2 + \frac{\tilde{\sigma}_x^2}{E_x}} = \frac{\tilde{Q}_{l-k}^*}{|\tilde{Q}_{l-k}^*|^2 + \frac{\tilde{\sigma}_x^2}{E_x}}. \quad (27)$$

여기에서,  $\tilde{\sigma}_x^2$ 은  $W_{ICI+AWGN}$ 의 전력 값이고,  $E_x$ 는 유용한 전력이다. 잡음 전력보다 ICI 성분이 FFT 후 단에서 등화기 과정 중에 미치는 영향이 충분히 크므로, 등화기의 탭 가중치 값을 최적화하기 위해 위상 잡음과 주파수 오프셋을 따로 분리하지 않고 파일럿 심볼로부터 여러 전력을 추출하여 사용한다. 기존 연구의 방식을 참고하여 각 부반송파간 간섭으로 발생하는 위상 값을  $\tilde{Q}_{l-k}$ 라 하고,  $\tilde{Q}_{l-k}$ 의 샘플을 구하기 위하여 파일럿 심볼을 이용하여 평균 전력을

구하여 사용하였다. 위상 잡음과 주파수 오프셋이 동시에 존재하므로 추출 전력을 사용한 등화기 판정 기준을 만들기 위하여 CPE가 제거된 파일럿 심볼을 기준으로  $\tilde{Q}_h$ 는 식 (28)과 같이 표현된다. 추정된 값을 기준으로 식 (29), (30), (31)을 나타낼 수 있다. ICI 성분을 줄이기 위해 forgetting factor인  $\gamma$  대신에  $\tilde{Q}_h$ 를 사용하여 식 (32)를 만들었으며 잡음 성분을 줄이기 위하여 널 심볼과 파일럿 심볼 추정 값을 사용하여 (33)을 사용하였다.

$$\tilde{Q}_h = \left( \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} |Y_p - \tilde{Y}_k| \right)^2. \quad (28)$$

$$\min \sum_{Q_0, k \in S_p} \left| \tilde{Y}_k - X_k \tilde{Q}_h \tilde{Q}_{l-k} \right|^2. \quad (29)$$

$$\tilde{Q}_h \tilde{Q}_{l-k} = \frac{\sum_{k \in S_p} \tilde{Y}_k X_k^*}{\sum_{k \in S_p} |X_k|^2}. \quad (30)$$

$$C_k = \frac{\hat{Q}_{l-k}^*}{|\hat{Q}_{l-k}^*|^2 + \frac{\tilde{\sigma}_{Ph}^2}{E_x}}. \quad (31)$$

$$\hat{Q}_{l-k} = \tilde{Q}_h \tilde{Q}_{l-k} + (1 - \tilde{Q}_h) \tilde{Q}_{l-k}. \quad (32)$$

$$\tilde{\sigma}_{Ph}^2 = \frac{1}{N_N} \sum_{k \in S_N} |\tilde{Y}_k|^2 - \frac{1}{N_p} \sum_{k \in S_p} |Y_p - \tilde{Y}_k|^2. \quad (33)$$

위의 PNFS 알고리즘 식을 사용하여 위상 잡음과 주파수 오프셋이 동시에 존재하는 상태에서도 효과적으로 CPE와 ICI의 영향을 제거할 수 있다. 여기에서  $\tilde{Q}_{l-k}$ 는 decision feedback한 업데이트된 데이터를 나타낸다.

## VI. 시뮬레이션 결과 및 분석

본 논문에서의 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

- 변조 방식: QPSK
- Sub-carrier 수: 64
- Hopping channel 수: 16(부분 대역 제밍, 톤 제밍), 64(톤 제밍)

- Pilot symbol 수: 4
- Oversampling rate: 4
- Channel: AWGN, Rayleigh flat fading channel
- Phase noise parameter:  $pn=0.03 \text{ rad}^2, 0.06 \text{ rad}^2$
- Carrier frequency offset:  $\epsilon=0.05, 0.1$
- Doppler effect:  $f_d=167.83 \text{ Hz}, 43.43 \text{ Hz}$

시뮬레이션의 legend에서 non.과 com., 그리고 co-nd.의 의미는 각각 non-compensation과 compensation, 그리고 condition을 줄여 놓은 말이다.

그림 3은 일반적인 OFDM과 DFT spread OFDM에 대한 CCDF를 비교한 성능 곡선이다. DFT spread OFDM 방식은 일반적인 OFDM보다 약 3 dB의 PAPR 저감 효과가 있다. 그러나 수신 단에서 ICI의 영향을 보상하기 위해 사용된 pilot symbol을 삽입하게 되면 일반적인 OFDM보다 약 2 dB의 저감 효과를 가진다. 우리가 이미 알고 있는 pilot symbol의 값은 고정되어 있기 때문에 DFT spreading에 의해 저감된 PAPR의 값을 높이는 작용을 한다.

그림 4는 ICI 발생 요인에 대한 각각의 BER 성능 곡선이다. ICI 발생 요인인 도플러 효과, 주파수 오프셋, 위상 잡음의 정도에 따라서 시스템 성능에 어떤 영향을 미치는지, 그리고 보상 후 시스템 성능이

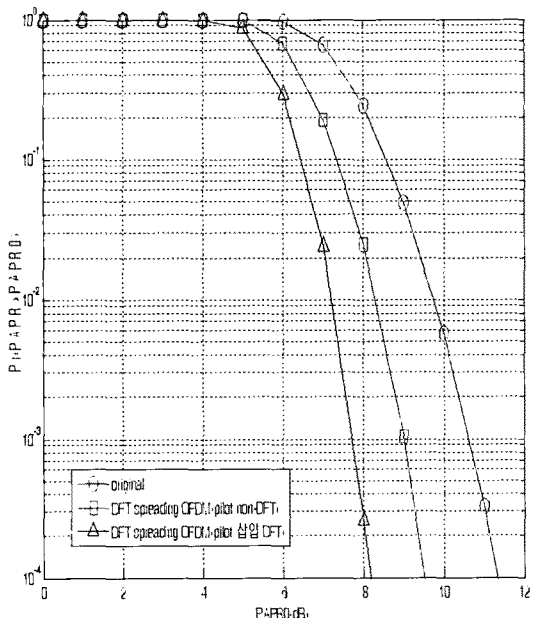


그림 3. CCDF 비교  
Fig. 3. Comparison of CCDF.

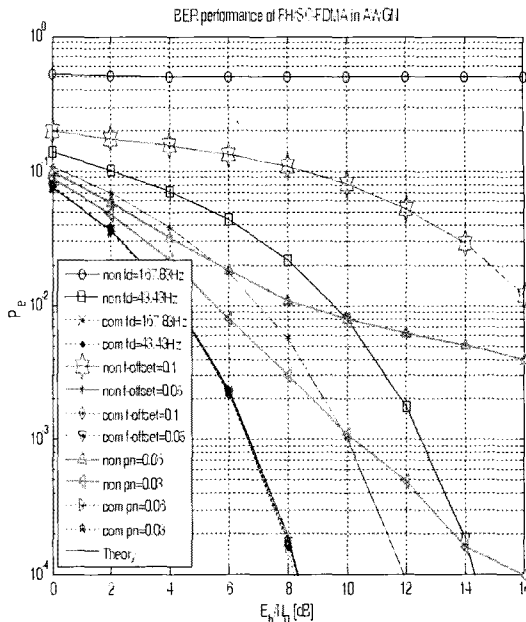


그림 4. ICI 발생 요인에 대한 BER 성능  
Fig. 4. BER performance with ICI sources.

얼마만큼 좋아지는지 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 각각의 수치가 높을수록 시스템의 성능을 더욱 열화시키는 것을 알 수 있다. 도플러 주파수가 167.83 Hz 일 때에는 error-flow가 발생하고, 43.43 Hz인 경우에는 BER= $10^{-4}$ 에서 약 14.3 dB 정도의 성능을 보인다. 주파수 오프셋의 값이 0.1일 때의 성능은 error-flow가 발생하고, 0.05일 때에는 BER= $10^{-4}$ 에서 약 12 dB의 성능을 보인다. 위상 잡음이 0.06  $\text{rad}^2$ 인 경우는 error-flow가 발생하고, 0.03  $\text{rad}^2$ 인 경우에는 BER= $10^{-4}$ 에서 약 16 dB의 성능을 보이는 것을 확인 할 수 있는데 각각에 대해 PNFS 알고리즘을 적용한 등화기를 통해서 보상을 해주면 위의 그림에서 보여지듯이 이론 곡선과 같은 성능을 보인다.

그림 5는 부분 대역 재밍에 대한 BER 성능 곡선이다. Hopping bin의 개수가 16개일 때, JFR이 2/16일 경우와 4/16일 경우를 컴퓨터 시뮬레이션 하였다. 그리고 각각의 경우에 대하여 재밍 신호와 데이터 신호의 전력비인 JSR(Jamming to Signal power Ratio)의 변화를 주어 BER 성능을 비교하였다. JFR이 2/16일 경우와 4/16일 경우 모두 JSR이 커짐에 따라 성능이 열화되는 것을 알 수 있다. 그리고 물론 랜덤한 재밍 신호에 영향을 받는 hop bin의 개수가 늘어남에



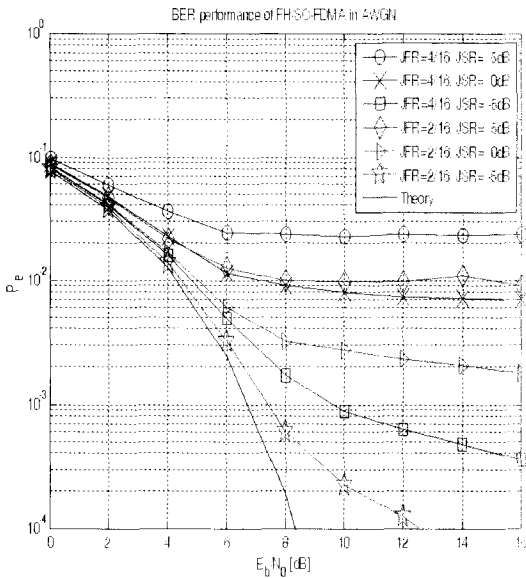


그림 5. 부분 대역 재밍에 대한 BER 성능(JFR=2/16 and 4/16)

Fig. 5. BER performance in PBJ(JFR=2/16 and 4/16).

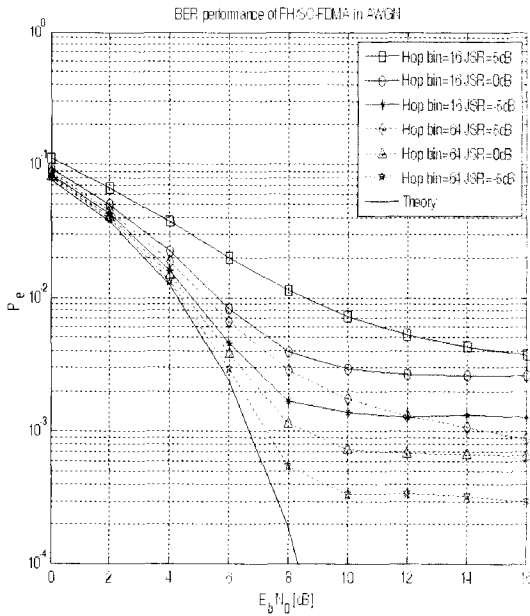


그림 6. Hop bin 개수와 JSR 변화에 따른 톤 재밍에 대한 BER 성능

Fig. 6. BER performance with the number of Hop bins and change of JSR.

따라서도 시스템의 열화 정도는 커진다.

그림 6은 톤 재머가 4개일 때, Hop bin 개수와 JSR 변화에 따른 톤 재밍에 대한 BER 성능 곡선이다.

FH-OFDM 시스템은 항재밍 효과를 갖는다. 그 중에서도 톤 재밍에 대해 우수한 성능을 보인다. 하지만 그림 6(hop bins=16인 경우)과 그림 5를 비교하면 PBJ이 존재하는 경우가 톤 재밍이 존재하는 경우보다 더욱 항재밍 효과를 얻는 것을 확인할 수 있다. 주파수 도약 SC-FDMA 시스템에서는 톤 재밍에 대해서 성능이 더욱 열화되는데, 그 이유는 재밍 신호가 넓은 대역에 걸쳐 존재하는 대신에 hop-bin당 전력은 상대적으로 낮은 PBJ에 비해서, 톤 재밍은 주파수 영역에서 어느 특정 주파수에 대하여 높은 전력을 갖는 간섭 신호로 작용하기 때문이다. 그러한 톤 재밍이 FFT를 거친 후에 악화된 신호가 다시 IDFT를 통과하게 되면 모든 신호에 커다란 영향을 주어 성능이 열화되는 것이다. Hop bin의 개수를 달리하여 시뮬레이션한 결과, Hop bin의 개수가 늘어날수록 재밍에 영향 받을 수 있는 확률이 줄어들기 때문에 성능이 좋아지는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은  $p_n=0.03$ ,  $f_{\text{offset}}=0.05$ , Doppler=43.43 Hz, JSR = -5 dB에서 다양한 건에서의 주파수 도약 SC-FDMA의 BER 성능 곡선을 나타낸다. 각각의 조건은 다음을 고려한 것이다. 본 논문에서 HPA 모델은

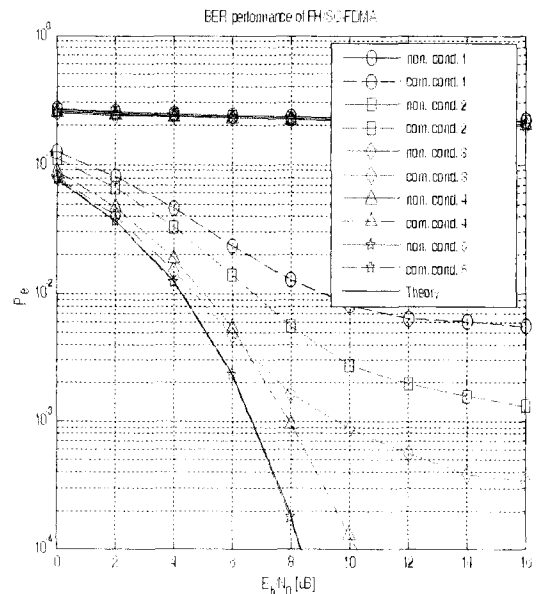


그림 7. 여러 조건에서 주파수 도약 SC-FDMA의 BER 성능

Fig. 7. BER performance of FH/SC-FDMA in several conditions.

Saleh의 SSPA 모델을 사용하였다<sup>[12]</sup>.

조건 1: ICI generating factors(phase noise, frequency offset and Doppler effect), PBJ(4/16), HPA, Rayleigh channel

조건 2: ICI generating factors(phase noise, frequency offset and Doppler effect), PBJ(4/16), Rayleigh channel

조건 3: ICI generating factors(phase noise, frequency offset and Doppler effect), PBJ(4/16), AWGN channel

조건 4: ICI generating factors(phase noise, frequency offset and Doppler effect), PBJ(4/16), HPA, AWGN channel

조건 5: ICI generating factors(phase noise, frequency offset and Doppler effect), AWGN channel

각각의 시뮬레이션 결과를 살펴보면 모든 조건에서 보상하기 전의 성능은 매우 나쁘다. 그러나 보상을 하게 되면 성능이 개선되는 것을 확인할 수 있다. 조건 5의 ICI 발생 요인만 존재하는 경우는 PNFS 알고리즘을 적용한 등화기를 사용하면 이론 곡선과 같이 보상되는 것을 시뮬레이션 결과를 통해 확인이 가능하다. 각각의 조건에 대해 분석도 중요하지만 다른 조건과의 비교를 통해 우리는 나머지 조건의 비교를 통해 세부 조건들에 대한 성능 열화 정도를 알 수 있다. 조건 1과 2 또는 3과 4를 비교하면 BER 곡선의 차이는 HPA의 비선형성에 의한 시스템 성능의 열화 정도이다. 그리고 조건 1과 4 또는 2와 3을 비교하면 BER 성능 곡선의 차이는 Rayleigh 채널이 AWGN 채널보다 시스템 성능 열화에 미치는 정도를 확인할 수 있다. 조건 3과 5를 비교하면 부분 대역 재밍에 대한 성능 열화 정도를 확인할 수 있다.

### Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 주파수 도약 SC-FDMA 시스템에서 ICI를 발생시키는 요인에 따른 영향을 분석하였다. 위상 잡음과 반송파 주파수 오프셋, 도플러의 효과를 분석함으로써 ICI가 DFT spread 기술 기반의 SC-FDMA 시스템에 미치는 영향을 분석하였다. ICI를 보상하기 위해 PNFS 알고리즘을 적용한 등화기

를 사용하여 개선된 성능을 보였다. 그리고 재밍이 존재할 경우도 고려하였는데, 부분 대역 재밍과 톤 재밍으로 분류하여 분석하였다. 주파수 도약 방식이 일반적으로는 톤 재밍에 더욱 강하지만 주파수 도약 SC-FDMA 시스템에서는 FFT후에 IDFT를 또 통과하게 되므로 주파수 영역에서 특정 주파수에 대하여 높은 전력을 갖는 톤 재밍이 부분 대역 재밍보다 더욱 열화된 성능을 갖는다. 따라서 Hop bins의 개수를 늘려 Processing Gain을 높임으로써 좋아진 성능을 보였다. Hop bin의 개수를 조절함으로써 상황에 따라서는 더 나은 성능을 기대할 수 있다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통하여 다양한 조건에서의 보상 전후의 실험을 하였다. ICI 발생 요인인 위상 잡음과 주파수 오프셋 도플러 효과가 각각 또는 동시에 발생하였을 때 시스템 성능은 매우 열화되었지만 개선된 PNFS 알고리즘을 적용한 등화기로 보상하였더니 이론 값과 같이 성능이 개선된 것을 확인하였다. 그리고 랜덤으로 작용하는 부분 대역 재밍과 톤 재밍이 주파수 도약 SC-FDMA 시스템에 포함될 때 그 결과는 재밍 신호와 JSR의 크기에 따라서 시스템의 성능 열화 정도가 커지는 것을 확인하였다. 그리고 여러 조건들을 비교 분석함으로써 비선형 왜곡 증폭기인 HPA와 Rayleigh 채널이 시스템에 미치는 열화 정도도 분석하여 다양 상황을 고려하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] R. van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [2] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, NJ: Prentice Hall, 1998.
- [3] S. De Fina, "Comparison of FH-MA communications using OFDM and DS-MA systems for wide-band radio access", *Universal Personal Communications, ICUPC'98, IEEE 1998 International Conference on*, vol. 1, pp. 143-147, Oct. 1998.
- [4] H. G. Ryu, Y. S. Li, "Phase noise analysis of the OFDM communication system by the standard frequency deviation", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 41-47, Feb. 2003.

- [5] H. G. Ryu, H. S. Lee, "Analysis and minimization of phase noise of the digital hybrid PLL frequency synthesizer", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 2, May 2002.
- [6] T. Pollet, M van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise", *IEEE Trans. On Comm.*, vol. 43, no. 2, pp. 887-895, Feb. 1995.
- [7] Songping Wu, Bar-Ness Y, "A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, Issue 12, pp. 535-537, Dec. 2002.
- [8] S. B. Ryu, S. K. Kim, and H. G. Ryu, "Compensation of OFDM signal degraded by phase noise and IQ imbalance", *The Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 19, no. 9, Sep. 2008.
- [9] T. Shigehiko, R. Mino, S. Hara, and Y. Hara, "Performance comparison of OFDM-FH and MC-CDM in single- and multi-cell environments", *Vehicular Technology Conference*, May-Jun. 2005.
- [10] M. Schnell, I. De Broeck, "Application of IFDMA to mobile radio transmission", *IEEE 1998 International Conference on*, vol. 2, pp. 1267-1272, 5-9 Oct. 1998.
- [11] A. Wilzeck, Q. Cai, M. Schiewer, and T. Kaiser, "Effect of multiple carrier frequency offsets in mimo SC-FDMA systems", *International ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas*, Vienna, Austria, Feb. 2007.

김 장 수



2009년 2월: 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 (공학사)  
 2009년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템

백 광 훈



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)  
 1990년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2007년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
 1990년 1월~현재: 국방과학연구소 연구원

[주 관심분야] 위성통신시스템, 네트워크, 모델

조 병 각



2000년 2월: 아주대학교 전기전자 공학부 (공학사)  
 2002년 2월: 아주대학교 전기전자공학부 (공학석사)  
 2002년 1월~현재: 국방과학연구소 연구원  
 [주 관심분야] 위성통신시스템, 모

델

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수  
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장  
 1996년~현재: IEEE, IET 논문 심사위원  
 2002년: 한국전자파학회 학술상 수

상

2008년: ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상

[주 관심분야] 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리