

# OFDM 시스템에서 첩(chirp) 신호를 이용한 주파수 오프셋 추정 및 프레임 동기 방안

정희원 박종욱\*, 강건우\*, 황인호\*, 윤장홍\*, 홍재근\*\*

## The method of frequency offset estimation and frame synchronization with chirp signal in OFDM system

Jong-wook Park\*, Keun-woo Kang\*, In-ho Hwang\*, Jang-hong Yoon\*, Jae-keun Hong\*\*

Regular Members

### 요 약

OFDM을 이용한 통신 시스템에서 주파수 오프셋은 부채널 간의 간섭을 유발하고, 수신 신호의 진폭과 위상을 왜곡시키며, 프레임 오프셋은 수신 신호의 위상을 변화시킨다. 본 논문에서는 2개의 첩(chirp signal)를 이용하여 주파수 오프셋 추정 및 프레임 동기가 동시에 가능한 알고리즘을 제안한다. 제안한 방안은 프레임 동기를 위하여 1개의 첩 신호를 이용하는 Háyzy 방안보다 주파수 오프셋이 발생할 경우 프레임 동기 성능을 훨씬 개선하였고, 동시에 주파수 오프셋 추정도 가능하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안한 알고리즘의 성능을 확인하였다.

### ABSTRACT

In communication system using orthogonal frequency division multiplexing(OFDM), frequency offset causes the inter channel interference(ICI), the distortion of the amplitude and phase of received signals, and frame offset results in the phase change of them. In this paper, we have proposed a simultaneous frequency offset and frame offset estimation algorithm using the two chirp signals. The proposed technique improves the performance of the frame synchronization better than the Háyzy's method which used one chirp signal for frame synchronization, and can estimate frequency offset at the same time. The performance of it is confirmed by computer simulation.

### I. 서론

다중 반송파 변조 방식을 사용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 각 부채널 상호 간에 간섭을 주지 않고 직교성을 유지하며, 부채널들의 대역폭이 좁기 때문에 등화기를 구현하기가 쉽고, 단일 반송파 신호에 비해 상당히 긴 심볼 시간을 가짐으로서 임펄스성 잡음에 강하며, 특히 다중경로 감쇄 채널에 강한 장점을 가지고 있어서 이동통신 분야에서 관심의 대상이 되고 있다.<sup>[1],[2]</sup> 그러나 OFDM 시스템은 송수신기간에 발

생하는 주파수 오프셋 및 프레임 오프셋에 매우 민감하다. 주파수 오프셋이 발생하면 각 심볼간은 직교성을 상실하고 인접 채널간의 간섭이 발생하여 수신 에러율을 높이게 된다. 또한 프레임 오프셋이 발생하면 수신된 심볼은 프레임 오프셋에 비례하여 위상의 변화를 초래하여 수신 에러율을 더욱 악화시킨다.<sup>[3],[4]</sup>

현재까지 OFDM 신호의 동기를 위해 많은 연구가 진행되었고, 1994년 Paul H. Moose<sup>[5]</sup>가 연속적인 OFDM 프레임의 전송을 통하여 주파수 오프셋에 의한 ICI의 영향을 최소화하며, 다중경로 감쇄 채널에 적용 가능한 주파수 오프셋 추정방안을 제시하였

\* 한국전자통신연구원 부설 국가보안기술연구소  
논문번호 : 00385-1005, 접수일자 : 2000년 10월 5일

\*\* 경북대학교 전자전기공학부

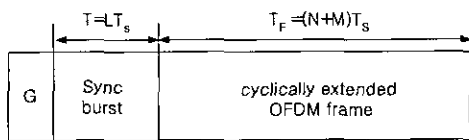
다. 그러나 이 방안은 프레임 옵셋이 동시에 발생할 경우에는 적용하기 힘들다. Classen<sup>[6]</sup>은 주파수 동기를 위한 부채널을 할당하여 주파수 옵셋을 추정하는 방안을 제안하였으나 채널 사용 효율이 떨어진다. 또한 Házy<sup>[7]</sup>가 제안한 칩 신호를 이용한 프레임 동기 추정 방안은 주파수 옵셋이 발생한 경우 정확한 프레임 동기를 추정할 수 없다.

본 논문에서는 Házy가 제안한 프레임 동기 방안을 개선하여 주파수 옵셋이 발생한 경우에도 프레임 동기가 가능할 뿐만 아니라 주파수 옵셋도 추정할 수 있는 방안을 제안하였다. 본 방안은 프레임 동기와 주파수 옵셋 추정을 위하여 OFDM 프레임에 선행하여 Házy의 동기용 칩 신호에 주파수 변조 증감 방향을 반대로 한 동기용 칩 신호를 추가하였다. 수신측에서 제안한 동기용 신호를 추가한 OFDM 프레임을 전송하고, 수신측에서 동기용 신호와 수신 신호의 상관함수를 구하면 2개의 피크가 발생한다. 이때 주파수 옵셋에 비례하여 반대 방향으로 피크 발생 시점이 이동한다. 여기서 주파수 옵셋이 없는 경우에는 피크간 간격이 동기용 칩 신호의 주기와 동일하고, 따라서 수신측에서 구한 피크간 간격과 동기용 칩 신호 주기와와의 차이를 구하면 주파수 옵셋 추정 및 프레임 동기가 가능하다.

논문의 제 II절에서는 Házy가 제안한 프레임 동기 방안과 주파수 옵셋 발생 시 문제점을 설명하고, III절에서는 제안한 주파수 옵셋 추정 및 프레임 동기 알고리즘을 설명한다. IV절에서는 시뮬레이션을 통하여 제안한 알고리즘의 성능을 확인하고, V절에서는 결론을 맺는다.

## II. Házy가 제안한 프레임 동기 방안 및 문제점

Házy는 OFDM 시스템의 프레임 동기를 확립하기 위하여 그림 1과 같이 동기용 burst 신호를 이용하는 방안을 제안하였다.<sup>[7]</sup>



T = 동기 신호 길이 G = 보호구간 L = 동기용 샘플수 N = OFDM 심볼수  
M = 보호구간 심볼수 T<sub>F</sub> = OFDM 프레임 길이 T<sub>s</sub> = 샘플링주기

그림 1. Házy의 OFDM 동기를 위한 신호 구성

Házy는 프레임 동기를 위한 동기용 burst 신호로 레이다에서 많이 이용되는 칩 신호를 이용하였고,

칩 신호의 특성은 이미 많이 알려져 있다.<sup>[8]</sup>

동기용 burst 신호  $c_1(nT_s)$ 는 다음과 같은 linear FM(Frequency Modulation) 신호를 이용하였다.

$$c_1(nT_s) = e^{j\phi(nT_s)}, n=0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (1)$$

여기서

$$\phi(nT_s) = -\pi \cdot \Delta f \cdot nT_s + \pi \cdot \frac{\Delta f}{L \cdot T_s} \cdot (nT_s)^2 \quad (2)$$

$T_s$ 는 샘플링 주기,  $L \cdot T_s$ 는 칩 신호의 지속시간,  $\Delta f$ 는 점유 주파수 대역폭이다.

동기용 신호를 송신하고, 수신측에서 주파수 옵셋  $\Delta\omega_c$ 가 발생한 동기용 수신 신호를  $r_1(nT_s)$ 라 두고,  $c_1(nT_s)$ 와  $r_1(nT_s)$ 의 상관함수  $R_1(nT_s)$ 는 수신 신호에 잡음이 없다고 가정하고, 샘플링 주기  $T_s$ 를 1로 정규화하면 다음과 같이 표현된다.

$$R_1(n) = r_1(n) * c_1^*(-n) = [c_1(n) e^{j\Delta\omega_c n}] * c_1^*(-n) \quad (3)$$

식(3)에 식(1)을 대입하면

$$R_1(n) = L(1 - \frac{|n-L|}{L}) \text{sinc}[(\frac{\Delta\omega_c \cdot (n-L)}{L} + \Delta\omega_c) (\frac{L-|n-L|}{2})] e^{j\frac{\Delta\omega_c n}{L}}, n=0,1,2,\dots,L-1 \quad (4)$$

식(4)에서 상관함수의 피크가 발생하는 시점  $n_{p1}$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$n_{p1} = L - \frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega} \cdot L = (1 - \delta) \cdot L \quad (5)$$

여기서  $\delta = \frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega} R_d(n)$  이다.

Házy는 이 최고값이 되는 시점을 OFDM 프레임 시작점으로 판단하였고 이는 주파수 옵셋을 무시할 수 있는 경우에만 적용 가능하다. 그러나 반송주파수(carrier frequency)가 높은 통과대역(pass band) OFDM의 경우에는 주파수 옵셋이 심각하게 발생한다.

따라서 Házy 방안은 주파수 옵셋이 발생하면 식(5)에 따라 부정확한 프레임 동기를 초래하게 되며, 이는 수신 신호의 에러율을 악화시킨다. 이를 수식적으로 살펴보기 위해 발생한 주파수 옵셋  $\Delta\omega_c$ 를 OFDM 신호의 부채널 간격으로 정규화한 값을  $\Delta k$ 라 두고, 발생한 프레임 동기 오차를  $\delta$ 라 두면, 복조된  $i$ 번째 OFDM 부채널의 심볼  $R_i$ 는 다음과 같이 표현된다.<sup>[4]</sup>

$$R_l = \frac{1}{N} C_l \cdot H_l e^{j \frac{\pi(N-1)(\Delta k + l + 2\Delta k)}{N}} \cdot \frac{\sin \frac{\pi \Delta k}{N}}{\sin \frac{\pi \Delta k}{N}} + I_l \quad (6)$$

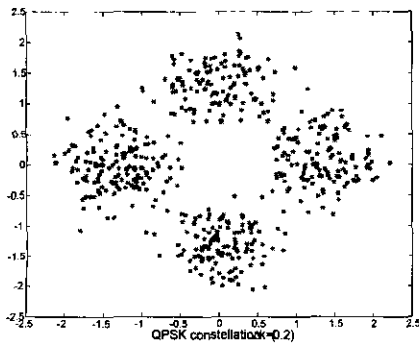
여기서  $C_l$ 는  $l$ -번째 부채널을 통하여 전송된 데이터이며,  $H_l$ 은 부채널  $l$ 에 대한 채널의 전달함수이고,  $I_l$ 은 주파수 오프셋으로 인해 발생한 ICI이다.

식(5)와 식(6)에 따라 Házy 방안은 주파수 오프셋에 비례하는 프레임 동기 에러가 발생하여 수신 신호의 위상변화를 초래하고, 또한 주파수 오프셋에 따른 수신 신호의 위상 및 크기에 영향을 받는다. 이를 QPSK 수신 신호의 성좌도를 통하여 살펴보면 그림 2와 같다.

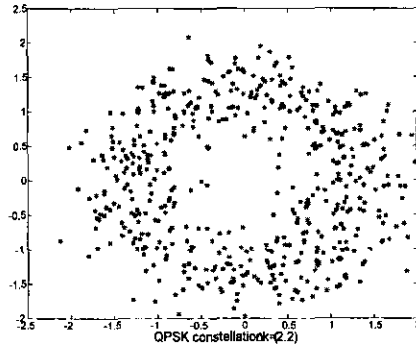
따라서 주파수 오프셋에 의한 시스템 성능 악화를 최소화하기 위하여 주파수 오프셋 추정 및 프레임 동기 방안을 다음과 같이 제안하고자 한다.

### III. 제안된 주파수 오프셋 추정 및 프레임 동기방안

II절에서 Házy가 제안한 1개의 Sync burst를 이용한 방법은 동기 신호와 수신 신호의 상관함수를 구할 때 피크가 발생하는 시점  $n_s$ 은 주파수 오프셋이 발생하면  $\frac{-\Delta\omega_c}{\Delta\omega} \cdot L$  만큼의 프레임 오차가 발생하게 된다. 따라서 정확한 프레임 시작점을 찾기 위해서는 주파수 오프셋을 추정하고, 추정된 주파수 오프셋  $\Delta\omega_c$ 를 이용하여  $\frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega} \cdot L$ 을 프레임 시작점에 보상하면 정확한 프레임 동기가 가능하다. Sync burst 1 신호에서 위상 성분의 시간 변화율, 즉 주파수 가변 범위를 반대로 한 신호를 Sync burst 2 신호로 사용하면, Sync burst 1 신호 및 Sync burst 2 신호와 주파수 오프셋이 발생한 Sync burst 신호의



(a) 주파수 오프셋  $\Delta k = 0.2$  인 경우



(b) 주파수 오프셋  $\Delta k = 2.2$  인 경우

그림 2. Házy가 제안한 프레임 동기 방안 적용 후 QPSK 신호 성좌도( $N=224, M=800, L=400$ )

상관함수는 2개의 피크가 발생하고, 이를 위하여 본 논문에서는 그림 3과 같이 2개의 동기용 칩 신호 Sync burst 1과 Sync burst 2를 사용하였다.

Sync burst 1 신호는 Házy가 제안한 Sync burst와 동일하고, Sync burst 2 신호는 주파수 오프셋 추정을 위하여 다음과 같이 생성한다.

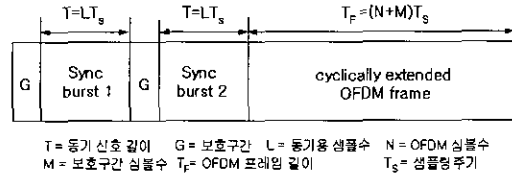


그림 3. 주파수 오프셋 추정 및 프레임 동기를 위해 제안된 OFDM 동기신호 구성

주파수 오프셋에 비례하여 서로 반대 방향으로 피크 발생 시점이 이동한다. 따라서 수신측에서 구한 피크간 간격과 동기용 칩 신호 주기와의 차이를 구하면 주파수 오프셋 추정이 가능하다(그림 4 참조). 이를 수식을 이용하여 자세하게 설명하면 다음과 같다.

먼저 Sync burst 2 신호  $c_2(n)$ 는 위에서 설명한 대로 Sync burst 1 신호의 주파수 가변 범위를 반대로 하기 위하여 다음과 같은 linear FM 신호를 이용하였다.

$$c_2(n) = e^{j\phi(n)}, \quad n = L, L+1, \dots, 2L-1 \quad (7)$$

여기서

$$\phi'(n) = \pi \cdot \Delta f \cdot (n+L) - \pi \cdot \frac{\Delta f}{L} \cdot (n+L)^2 \quad (8)$$

주파수 옵셋  $\Delta\omega_c$ 가 발생한 수신된 동기 신호  $r_2(n)$ 과 송신신호  $c_2(n)$ 은 잡음이 없다고 가정하면 다음의 상관함수 특성을 가진다.

$$R_2(n) = r_2(n) * c_2^*(-n) = [c_2(n) \cdot e^{j\Delta\omega_c n}] * c_2^*(-n) \quad (9)$$

식(9)에 식(7)을 대입하면

$$R_2(n) = L(1 - \frac{|n-2L|}{L}) \cdot \text{sinc}(\frac{-\Delta\omega_c \cdot (n-2L)}{L} + \Delta\omega_c) (\frac{L-|n-2L|}{2}) e^{j\frac{\Delta\omega_c \cdot (n-2L)}{L}}, n = L, L+1, \dots, 3L-1 \quad (10)$$

식(10)에서 최고치가 발생하는 시점을  $n_{p_2}$ 라 두면 다음과 같이 표현된다.

$$n_{p_2} = 2L + \frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega} \cdot L = (2 + \delta) \cdot L \quad (11)$$

식(5)와 식(11)로부터 주파수 옵셋  $\Delta\omega_c$ 가 발생한 수신 신호와 동기용 신호  $c_1(n)$ ,  $c_2(n)$ 의 상관함수를 구한 경우 피크 발생 시점과 주파수 옵셋이 없는 경우 구한 피크 발생 시점의 상대적 이동량을  $n_{p_{1d}}$ ,  $n_{p_{2d}}$ 라 두면  $n_{p_{1d}} = -n_{p_{2d}}$ 이며, 그림 4와 같이 서로 반대 방향으로 상관함수 최고치가 이동한다는 것을 알 수 있다.

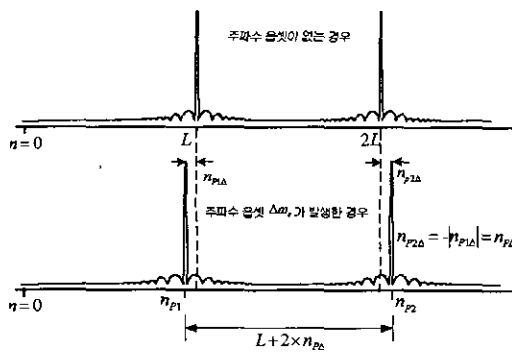


그림 4. 주파수 옵셋이 발생한 수신신호와 동기신호의 상관함수 피크 발생 이동

주파수 옵셋이 있는 경우 동기용 신호와 수신 신호의 상관함수 피크가 발생한 시점의 차이를  $n_{dif}$ 라 둘 때  $n_{dif}$ 는  $L + 2 \cdot n_{p_{2d}}$ 이며, 다음과 같이 상관함수 최고 발생 시점의 이동값  $n_{p_{2d}}$ 를 구할 수 있다.

$$n_{p_{2d}} = \frac{n_{dif} - L}{2} \quad (12)$$

식(11)과 식(12)를 이용하여 주파수 옵셋  $\Delta\omega_c$  및 OFDM 프레임 시작점  $n_s$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta\omega_c = \frac{n_{p_{2d}} \cdot \Delta\omega}{L} \quad (13)$$

$$n_s = n_{p_1} + n_{p_{2d}} + L = n_{p_2} - n_{p_{2d}} \quad (14)$$

다음은 송신측과 수신측의 샘플링 시점이 일치하지 않는 경우 발생하는 표본화 오차가 존재할 때 프레임 동기 방안에 대해 설명한다. 이때 발생한 표본화 오차  $\epsilon$ 는 샘플링 주기  $T_s$ 로 정규화한 값이며, 주파수 옵셋  $\Delta\omega_c$  및 표본화 오차  $\epsilon$ 이 발생한 경우 수신된 동기용 신호는 다음과 같다.

$$r(n) = \begin{cases} c_1(n-\epsilon)e^{j\Delta\omega_c(n-\epsilon)}, & n = 0, 1, \dots, L-1 \\ c_2(n-\epsilon)e^{j\Delta\omega_c(n-\epsilon)}, & n = L, L+1, \dots, 2L-1 \end{cases} \quad (15)$$

수신된 동기용 신호  $r(n)$ 과 동기용 신호  $c_1(n)$ ,  $c_2(n)$ 의 상관함수  $R(n)$ 은 다음과 같다.

$$R(n) = \begin{cases} L(1 - \frac{|n-\epsilon-L|}{L}) \text{sinc}(\frac{\Delta\omega_c(n-\epsilon-L)}{L} + \Delta\omega_c) \chi_{\frac{L-|n-\epsilon-L|}{2}}^{j\frac{\Delta\omega_c(n-\epsilon-L)}{L}} \\ L(1 - \frac{|n-\epsilon-2L|}{L}) \text{sinc}(\frac{-\Delta\omega_c(n-\epsilon-2L)}{L} + \Delta\omega_c) \chi_{\frac{L-|n-\epsilon-2L|}{2}}^{j\frac{\Delta\omega_c(n-\epsilon-2L)}{L}} \end{cases} \quad (16)$$

식(16)에서 최고치가 발생하는 두 시점은 다음과 같다.

$$\begin{cases} n_{p_1} = \lfloor L - \frac{\Delta\omega_c \cdot L + \epsilon}{\Delta\omega} \rfloor = \lfloor L - \Theta k \cdot L + \epsilon \rfloor = \lfloor n_{p_1} + \mu_1 \rfloor \\ n_{p_2} = \lfloor 2L + \frac{\Delta\omega_c \cdot L + \epsilon}{\Delta\omega} \rfloor = \lfloor 2L + \Theta k \cdot L + \epsilon \rfloor = \lfloor n_{p_2} + \mu_2 \rfloor \end{cases} \quad (17)$$

여기서  $\Theta k = \frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega}$ 이며,  $\lfloor x \rfloor$ 는  $x$ 에 가장 가까운 정수를 나타내며,  $n_{p_1}$ 은  $L - \Theta k \cdot L + \epsilon$ 에 가장 가까운 정수이고,  $n_{p_2}$ 는  $2L + \Theta k \cdot L + \epsilon$ 에 가장 가까운 정수이다. 식(17)에서 구한  $n_{p_1}$ ,  $n_{p_2}$ 는 주파수 옵셋 및 표본화로 인한 오차  $\mu_1$ ,  $\mu_2$ 를 구하여 이를 보상해 주어야 한다. 이를 위해 식(15)에서 피크  $y_2$ 가 발생한 시점  $n_{p_1}$ , 피크가 발생하기 직전 시점  $n_{p_1}-1$  및 직후 시점  $n_{p_1}+1$ 의 상관함수 값을 구하고, 이를 이용하여 그림 5와 같이 일차 선형 함수로 근사화하면 식(18)과 같이  $\tilde{\mu}_1$ 를 구할 수 있고 동일한 방법으로  $\tilde{\mu}_2$ 를 구할 수 있다.

$$\tilde{\mu}_1 = \begin{cases} \frac{(y_1 - y_2)}{2(y_2 - y_1)}, & y_1 \geq y_2 \\ \frac{(y_2 - y_1)}{2(y_2 - y_1)}, & y_2 > y_1 \end{cases}, \quad \tilde{\mu}_1' = \begin{cases} -\frac{(y_1' - y_2')}{2(y_2' - y_1')}, & y_1' \geq y_2' \\ \frac{(y_2' - y_1')}{2(y_2' - y_1')}, & y_2' > y_1' \end{cases} \quad (18)$$

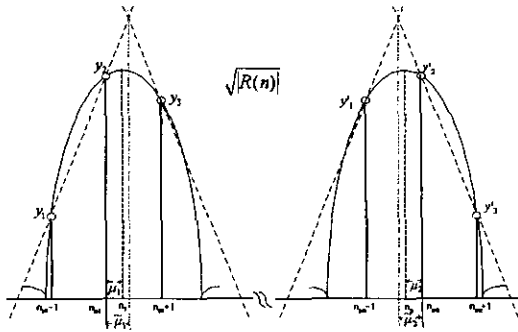


그림 5. 상관함수 최고치 추정 방안

식(18)을 이용하여 구한  $\tilde{\mu}_1$ 는 일차 선형 함수 근사화로 인한 오차가 발생하여 그림 6과 같이 실제  $\mu_1$  값과 일치하지 않는다. 따라서  $\tilde{\mu}_1$ 의 정확도를 높이기 위해  $\mu_1$ 에 대한  $\tilde{\mu}_1$ 를 필요한 해상도(resolution) 간격으로 식(16)과 식(18)을 이용하여 구하고,  $\mu_1$ 에 대한  $\tilde{\mu}_1$ 의 차이  $\hat{\mu}_1$ 를 테이블로 작성해 둔다. 수신측에서는 구한  $\tilde{\mu}_1$ 에 해당하는  $\hat{\mu}_1$ 을 테이블에서 읽어, 이를  $\tilde{\mu}_1$ 에 보상해 주면 보다 정확한 표본화 오차  $\mu_1$ 을 구할 수 있다.

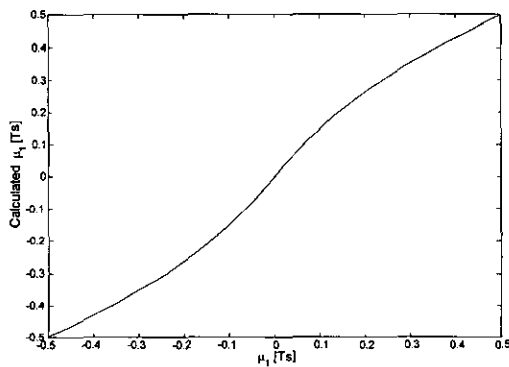


그림 6.  $\tilde{\mu}_1$ 와  $\mu_1$ 의 차이 ( $T_s=1/8000[\text{sec}]$ ,  $\Delta\omega=4000[\text{Hz}]$ ,  $L=400$ ,  $\theta_k=4.3$ )

이를 이용하여 주파수 옵셋을 구하면 다음과 같다.

$$\Delta\omega_c \cong \frac{n_2 - n_1 - L}{2} \cdot \Delta\omega \quad (19)$$

여기서

$$\begin{cases} n_1 \cong n_{p1} + \frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega} \cdot L + \tilde{\mu}_1 + \hat{\mu}_1 \\ n_2 \cong n_{p2} + \frac{\Delta\omega_c}{\Delta\omega} \cdot L + \tilde{\mu}_2 + \hat{\mu}_2 \end{cases} \quad (20)$$

마지막으로 표본화 오차  $\varepsilon$ 을 구하기 위해 추정된 주파수 옵셋  $\Delta\omega_c$ 를 식(15)의 수신 동기용 신호에 보상한 다음, 보상된 신호와 동기 신호의 상관함수는 주파수 옵셋에 의해 발생한 에러가 미미하므로 이를 무시하면 다음과 같다.

$$R(n) \cong \begin{cases} L(1 - \frac{(n-\varepsilon)-L}{T}) \text{sinc}[\frac{\Delta\omega(n-\varepsilon)-L}{L} \chi \frac{L-(n-\varepsilon)-L}{2}] \\ L(1 - \frac{(n-\varepsilon)-2L}{L}) \text{sinc}[-\frac{\Delta\omega((n-\varepsilon)-2L)}{L} \chi \frac{T-(n-\varepsilon)-2L}{2}] \end{cases} \quad (21)$$

표본화 오차  $\varepsilon$ 은 식(18)의  $\mu_1$ 을 구하는 방법과 동일하게 식(20)의 상관함수 피크  $y_2$ 가 발생한 시점  $n_{p1}$ , 피크가 발생한 직전 시점  $n_{p1}-1$  및 직후 시점  $n_{p1}+1$ 의 상관함수 값을 이용하여 일차 선형 함수로 근사화하면 식(21)과 같이 표본화 오차  $\tilde{\varepsilon}_1, \tilde{\varepsilon}_2$ 를 구할 수 있다.

$$\tilde{\varepsilon}_1 = \begin{cases} \frac{(y_1 - y_2)}{2(y_2 - y_1)}, & y_1 \geq y_2 \\ \frac{(y_2 - y_1)}{2(y_2 - y_1)}, & y_2 > y_1 \end{cases}, \quad \tilde{\varepsilon}_2 = \begin{cases} -\frac{(y_1' - y_2')}{2(y_2' - y_1')}, & y_1' \geq y_2' \\ \frac{(y_2' - y_1')}{2(y_2' - y_1')}, & y_2' > y_1' \end{cases} \quad (22)$$

식(22)를 이용하여 구한  $\tilde{\varepsilon}_1$ 는 일차 선형 함수 근사화로 인한 오차가 발생하여 실제  $\varepsilon$ 과 일치하지 않는다. 따라서  $\tilde{\varepsilon}_1$ 의 정확도를 높이기 위해  $\varepsilon$ 에 대한  $\tilde{\varepsilon}_1$ 를 필요한 해상도 간격으로 식(21)과 식(22)를 이용하여 구하고,  $\varepsilon$ 과  $\tilde{\varepsilon}_1$ 의 차이  $\hat{\varepsilon}_1$ 를 테이블로 작성해 둔다. 수신측에서는 구한  $\tilde{\varepsilon}_1$ 에 해당하는  $\hat{\varepsilon}_1$ 을 테이블에서 읽어, 이를  $\tilde{\varepsilon}_1$ 에 보상해 주면 보다 정확한 표본화 오차  $\varepsilon$ 을 구할 수 있다.

지금까지 구한 주파수 옵셋, 프레임 오차, 표본화 오차를 이용하여 계산된 최종 OFDM 프레임의 시작점은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} n_s &= \text{최초 샘플 피크 시점} - \text{주파수 옵셋으로 인한 프레임 오차} \\ &\quad - \text{표본화로 인한 오차} + \text{동기신호 주기} \\ &= n_{p1} + \frac{\Delta\omega_c \cdot L}{\Delta\omega} - (\tilde{\mu}_1 + \hat{\mu}_1) - (\tilde{\varepsilon}_1 + \hat{\varepsilon}_1) + L \end{aligned} \quad (23)$$

따라서 식(19)와 식(23)을 이용하여 주파수 옵셋과 프레임 시작점을 모두 구할 수 있다. 다음 절에서는 시뮬레이션을 통하여 제안한 방안의 성능을

살펴본다.

#### IV. 시뮬레이션 및 결과 고찰

컴퓨터 모의 실험은 MATLAB 프로그램을 이용하여 기저대역에서 실시하였다. 동기용 신호 Sync burst 1 및 Sync burst 2는 각각  $L$ 개의 신호와  $\Delta f$ 의 주파수 대역과  $L \cdot T_s$ 의 신호지속 시간을 가지는 칩 신호를 이용하였다. OFDM 신호의 부채널의 변조는 QPSK에 대하여 실시하였으며, 모의실험에 사용된 채널은 부가 가우시안 채널로 가정하였다.

모의 실험은  $L$ 이 800, 주파수 오프셋  $\Delta k$ 가 5.5와 3.2, 표본화 오차  $\epsilon$ 이 0.25, 0.375 일 때, SNR을 0 ~ 30 dB로 가변 시키면서 1000개의 동기용 정보를 독립적으로 발생시켜 수행하였다.

그림 7은 SNR 변화에 따른 QPSK 변조신호에 대한 컴퓨터 모의실험 결과로서 주파수 오프셋 추정 에러 및 표본화 오차 추정 에러의 실효값(RMS)을 나타낸 것이다.

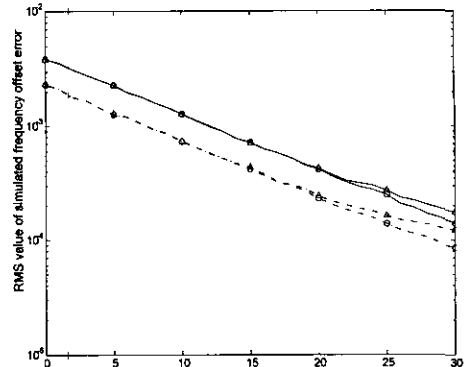
시뮬레이션 결과 제안한 알고리즘의 주파수 오프셋 추정은 잡음이 0dB의 환경에서도  $10^{-2}$  이하의 정확도로 추정 가능하며, 주파수 오프셋이 크면 더욱 정확한 추정이 가능함을 알 수 있었다. 또한 표본화 에러는 SNR이 0dB의 상황에서도 샘플링 주기의 0.02 배 이하로 추정이 가능하였다.

그림 8은 주파수 오프셋이 존재하는 OFDM 신호를 Házy 방안과 본 논문에서 제안한 방안을 이용하여 프레임 동기를 찾았을 때 OFDM 신호의 성좌도를 나타낸 것이다. 여기서  $L=400$ ,  $N=512$ 이고, 주파수 오프셋  $\Delta k$ 는 5.5, 표본화 오차  $\epsilon$ 은 0.25이며 SNR은 20dB로 가정하였다.

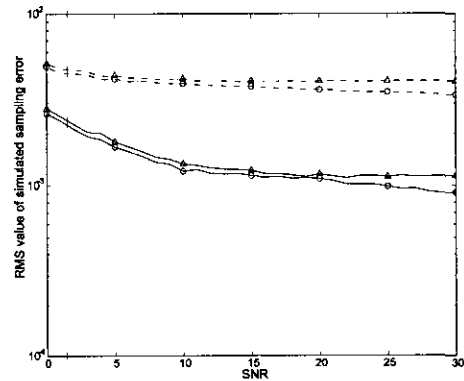
그림에서 알 수 있듯이 본 알고리즘은 주파수 오프셋 추정이 발생한 OFDM 프레임에서 주파수 오프셋 추정과 프레임 동기를 위한 획득모드(Acquisition mode)에 적용이 가능하며, 수신된 OFDM 신호의 분석을 통해 보다 정밀한 오프셋 추정이 가능한 추적 모드(Tracking mode) 방안<sup>[3],[4]</sup>을 이용하면 더욱 좋은 성능을 얻을 수 있을 것으로 판단된다.

#### V. 결론

본 논문에서는 직교성 주파수 분할 다중화 방식(OFDM)의 경우 가장 문제점이 되는 주파수 오프셋 및 프레임 동기 추정을 위하여 송신측에서 OFDM 신호에 앞서 상관함수 특성이 매우 좋은 2개의 칩



(a) 주파수 오프셋 추정 에러



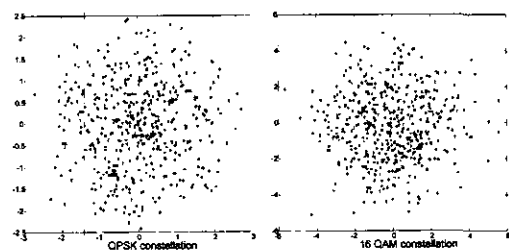
(b) 표본화 오차 추정 에러

(-----:  $\Delta k=3.2$ , - · - :  $\Delta k=5.5$ , O:  $\epsilon=0.25$ ,  $\Delta$ :  $\epsilon=3.75$ )

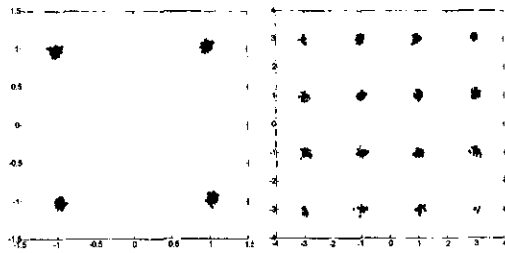
그림 7. 제안한 알고리즘을 적용한 경우 모의 실험 결과

신호를 동기용 프레임으로 전송하고, 수신측에서 동기용 프레임과 수신 신호의 상관함수 최고치를 이용하여 주파수 오프셋 및 프레임 동기를 추정하는 방안을 제시하였다.

제안한 방안은 시뮬레이션 결과 잡음이 0dB의 환경에서도 OFDM 프레임 동기를 샘플링 주기의 0.02 이내의 오차로 찾을 수 있을 뿐만 아니라  $10^{-2}$



(a) Házy가 제안한 방안의 성좌도



(b) 제안한 방안의 오프셋 보상후 성좌도

그림 8. 제안 알고리즘을 적용한 QPSK 및 16 QAM 수신 신호의 성좌도( $\Delta f=5.5$ ,  $\epsilon=0.25$ ,  $SNR=20dB$ )

이하의 오차로 주파수 오프셋 추정이 가능하였다. 제안한 방안은 OFDM 방식뿐만 아니라 프레임 동기가 필요한 여러 가지 응용에 적용하여 프레임 동기 확립과 주파수 오프셋을 추정할 수 있고, 향후 페이딩 채널에 대한 추정 방법에 대한 연구가 이루어지면 무선통신의 여러 분야에 적용이 가능하리라 생각된다.

#### 참 고 문 헌

[1] Kenichi Taura, Masahiro Tsujishita, Masuyuki Takeda, Hiroki Kato, Masayuki Ishida and Yoshinobu Ishida, "A Digital Audio Broadcasting (DAB) Receiver," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, Vol. 42, pp. 322-326, Aug. 1996.

[2] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission," *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.

[3] K. W. Kang, Jaemin Ann, and H. S. Lee, "Decision-Directed Maximum Likelihood Estimation of OFDM Frame Synchronization Offset," *IEE Electronics Letters*, Vol. 30 No. 25 8th, pp. 2153-2154. Dec. 1994.

[4] In Ho Hwang, Hwang Soo Lee and Keun Woo Kang, "Frequency and timing period offset estimation technique for OFDM systems," *IEE Electronics Letters*, Vol. 34 No. 6 19th, pp. 520-521, Mar. 1998.

[5] P. H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 42, No. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

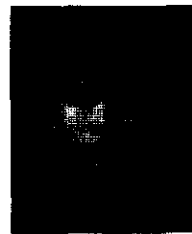
[6] F. Classen and H. Meyer, "Frequency Synchronization Algorithm for OFDM Systems suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels," *Proc. VTC*, pp. 1655-1659, Stockholm, Sweden, June 1994.

[7] Laszlo Házy and Mohammed El-Tanany, "Synchronization of OFDM systems over frequency selective fading channels," *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, Vol. 3, pp. 2094-2098, 1997.

[8] Cook, Ch. E. ; Bernfeld, M. : Radar signals, *Academic Press, NY* 1967.

박 종 욱(Jong-wook Park)

정회원



1986년 2월 : 경북대학교

전자공학과 졸업

1988년 2월 : 경북대학교

전자공학과 석사

1994년 3월~현재 : 경북대학교

전자공학과 박사과정

1988년 2월~2000년 1월 : 국방과학연구소 근무

2000년 2월~현재 : 국가보안기술연구소 선임연구원

<주관심 분야> 정보보호, 네트워크통신

강 건 우(Keun-woo Kang)

정회원

국가보안기술연구소 책임연구원

한국통신학회논문지 25권 10호 참조

황 인 호(In-ho Hwang)

정회원



1980년 2월 : 한양대학교

전자통신공학과 졸업

1982년 2월 : 중앙대학교

전자공학과 석사

1999년 2월 : 한국 과학 기술원

정보 및 통신공학과 박사

1986년 2월~2000년 1월 : 국방과학연구소 근무

2000년 2월~현재 : 국가보안기술연구소 책임연구원

<주관심 분야> 통신신호처리, 정보보호

