

# DVB-T 시스템을 위한 효율적인 주파수 및 심볼 동기 구조

준회원 이 형 욱\*, 정회원 김 기 윤\*, 최 형 진\*

## An efficient Frequency and Symbol Synchronization Scheme for DVB-T System

Hyung Wook Lee\* Associate Member, Ki Yun Kim\*, Hyung Jin Choi\* Regular Members

### 요 약

본 논문에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송방식을 채택한 DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 시스템의 효율적인 주파수 및 심볼 동기 구조를 제안하였다. 주파수 동기시 고려해야 할 사항은 정규화된 주파수 오프셋(실제 주파수 오프셋/부반송파 간격)의 소수부가  $\pm 0.5$  부근에 위치할 때, 알고리즘의 추정 성능이 안정적이지 못하여 동기화에 필요한 심볼이 많이 요구된다는 점이다. 본 논문에서 제안하는 주파수 동기 구조는 대략적인 주파수 동기를 여러 심볼 동안 추정된 평균값을 이용하여 정규화된 주파수 오프셋의 소수부가  $\pm 0.5$  부근에 위치할 때의 모호성을 해결하고, 대략과 미세 주파수 동기를 동시에 추정하여 보상하는 효율적인 구조이다. 또한, 기존의 OFDM 심볼 동기 수행시 대략과 미세로 나누는 동기 구조를 변경하여 윈도우 오프셋이 항상 보호구간 내의 일정 범위 안으로 잔류하도록 만들어 대략적인 심볼 동기 만으로도 다중경로 페이딩 채널에서 시스템의 성능 열화 없이 하드웨어 구현이 용이한 심볼 동기 구조를 제안하였다. 그리고, 광범위한 시뮬레이션에 의해 본 제안 방식의 우수성을 증명하였다.

### ABSTRACT

This paper proposes an efficient frequency and symbol synchronization structure which could solve problems of the conventional methods to implement DVB-T receiver modem which adopted OFDM transmission method. The main considerations of frequency synchronization algorithms are that the frequency tracking performance is not stable enough, and lots of symbols are required, especially when the decimal part of normalized frequency offset (which original frequency offset is divided by the subcarrier spacing) is around  $\pm 0.5$ . To solve these problems, we propose an efficient frequency synchronization algorithm that estimates and compensates for the coarse and fine synchronization simultaneously and solves the ambiguity of the decimal part of normalized frequency offset around  $\pm 0.5$  by using the average of coarse synchronization over several symbols. Also, we suggest a new symbol synchronization structure which is easy to implement without performance degradation in multipath fading channel with only coarse symbol synchronization by making window offset to always belong to the range of guard interval in contrast to the conventional structure of dividing symbol synchronization in fine and coarse mode during synchronization. By extensive simulation, we have shown the superiority of the proposed schemes.

\* 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부(11hww1@hanmail.net)

논문번호 : 010316-1105 접수일자 : 2001년 11월 5일

※ 본 논문은 (주)LG전자 위탁과제 “유럽 지상방송 OFDM 수신기 Modem 요소 기술 개발에 관한 연구”의 수행 일부로서 얻어진 결과임을 밝히고 지원에 감사드립니다.

## I. 서론

OFDM은 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 1966년 Chang에 의해 처음 제안되었다<sup>[1]</sup>. 초기에는 구현의 복잡성으로 널리 실용화되지 못하다가 최근 FFT(Fast Fourier Transform)와 같은 디지털 신호 처리와 VLSI(Very Large Scale Integration) 기술의 발전으로 이동 무선 FM 채널, 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting : DAB), 디지털 비디오 방송(Digital video Broadcasting : DVB), 고선명 텔레비전 지상파 방송(high-definition television terrestrial broadcasting), ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line)등의 고속 데이터 전송 시스템의 표준 전송 방식으로 채택되었다<sup>[2][15]</sup>.

OFDM은 전체 전송 대역을 다수의 협대역 직교 부채널로 분할하여 데이터를 전송하는 방식으로 대역 효율적인 변조기법이다<sup>[6]</sup>. 최근에는 IFFT/FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있고, Cyclic prefix를 연속된 두 OFDM 심볼 사이에 보호구간으로 삽입하여 심볼간 간섭(Intersymbol interference: ISI)과 채널간 간섭(Interchannel interference: ICI)을 제거할 수 있다<sup>[7]</sup>. 단일 반송파 변조 방식에 비해 채널 등화기의 구조가 간단해지는 장점을 갖고 있으나, 복수의 부반송파를 사용하여 데이터를 블록 단위로 처리하므로 반송파 주파수 오프셋, 심볼 타이밍 오프셋, 비선형 왜곡, 채널의 시변영향 등에 민감한 단점이 있어 시스템 설계시 이에 대한 세심한 고려가 요구된다. OFDM 신호를 정확하게 복원하려면 수신기에서 먼저 심볼 동기(FFT 윈도우 위치 복원)와 주파수 동기가 선행된다.

OFDM 전송방식의 동기화 기법은 주파수 동기화 윈도우 위치복원을 대략적인 동기화 및 미세 동기화로 나누어 2단계로 진행한다. 전송 대역에 비해 부반송파 간의 주파수 간격이 상대적으로 매우 작은 OFDM은 부반송파 간격보다 작은 주파수 오프셋에도 민감한 영향을 받는다. 따라서 기존의 주파수 동기 방식은 대략적 주파수 동기화 초기 주파수 오프셋에 대하여 가장 가까운 부반송파 간격의 정수배를 추정하여 보상하고, 이후 미세 주파수 동기화 부반송파 간격 절반 이하의 잔류된 주파수 오프셋을 추정하여 보상한다. 기존의 대략적인 주파수 동기 알고리즘으로는 특정 부반송파를 이용하여 약속된 값을 전송하는 파일럿 심볼의 FFT 출력값을 이용하는 Classen 알고리즘<sup>[8]</sup>과 Nogami 알고리즘<sup>[9]</sup>이 사용

되고, 미세 주파수 동기 알고리즘으로는 시간영역에서 심볼간 간섭을 방지하기 위하여 사용되는 보호 구간과 유효 데이터 구간의 위상 변화량을 이용하는 Beek 알고리즘<sup>[10]</sup>과 Daffara 알고리즘<sup>[11]</sup>이 사용된다. 기존 동기화 방법에 있어서 문제점은 정규화된 주파수 오프셋의 소수부가  $\pm 0.5$  근방에 위치할 때 대략적 주파수 동기와 미세 주파수 동기 알고리즘 모두 안정된 추정 성능을 나타내지 못하여 동기화를 위한 심볼 소요가 많다는 점과 다중 경로 페이딩 채널 중 직경로(Line-of-sight)가 존재하지 않는 레일리 채널에서 파일럿의 위상차를 이용하는 미세 윈도우 위치복원 알고리즘이 동작할수 없다는 점이다. 이와 같은 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 초기 정규화된 주파수 오프셋의 소수부가  $\pm 0.5$  근방에 위치할 때 여러 심볼 동안 추정된 대략적인 주파수 동기 알고리즘의 평균값이 정수가 되지 않는 점을 이용하여 주파수 오프셋 추정의 모호성을 해결하고, 대략과 미세 주파수 동기를 동시에 보상하는 효율적인 대략적 미세 구조를 제안하였고, 윈도우 오프셋이 보호구간 안으로 잔류하는 경우에 심볼간의 직교성이 유지되는 점을 이용하여 시스템의 성능열화가 없고, 하드웨어 구현이 간단한 심볼 동기 구조를 제안하였다.

본 논문의 구성은 서론에 이어 II장에서 일반적인 OFDM 시스템의 개요와 채널환경을 살펴보고, III장에서는 OFDM 시스템의 동기화 수행시 오류를 수학적으로 분석한다. IV장에서는 동기화 수행시 문제점을 극복할 수 있는 새로운 동기구조를 제안하고, V장에서는 DVB-T 수신기 모형을 설계하여 성능평가를 수행한다. 그리고 마지막 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. OFDM 시스템의 개요와 채널환경 분석

### 1. OFDM 시스템의 개요

OFDM 전송 시스템의 전체적인 블록도를 그림 1에 나타내었다. 송신단에 입력되는 비트열은 여러정정 부호화기와 인터리버를 거쳐 M-ary QAM 심볼로 매핑된 후, 직·병렬 변환기를 거쳐 N개의 부반송파에 의해 각각 변조된다.

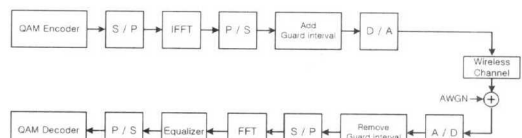


그림 1. OFDM 전송 시스템의 블록도

이때, OFDM 기저대역신호  $x_l(t)$ 를 식 (1)과 같이 정의한다<sup>[12]</sup>.

$$x_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi(k\Delta f)t}, \quad lT_N \leq t < (l+1)T_N \quad (1)$$

여기서,  $l$ 은 OFDM 심볼주기 인덱스를  $k$ 는 부채널의 위치를  $X_l(k)$ 는 차수가  $M = 2^{2D}$ 인 QAM 심볼 ( $D=0,1,2,\dots$ )을  $N$ 은 부반송파의 개수를 나타낸다.  $T_N$ 은 부반송파에서의 심볼 주기를,  $\Delta f = 1/T_N$ 는 인접한 부반송파간 주파수 간격을 나타낸다. 실제 OFDM 신호를 무선 채널로 전송하기 위해서는 반송파 주파수를 사용하여 식 (2)와 같이 전송하고, 이때  $f_c$ 는 반송파 주파수를 나타낸다.

$$x_c(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi(f_c + k\Delta f)t}, \quad lT_N \leq t < (l+1)T_N \quad (2)$$

식(2)를  $t = nT_N/N$  ( $n=0,1,\dots,N-1$ )에서 이산화된 기저 대역 신호로 샘플링 하면 식 (3)과 같이 나타낼 수 있고, 이 식은 IFFT에 의하여 고속으로 구현된다.

$$x_l(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad n=0,1,2,\dots,N-1 \quad (3)$$

OFDM 전송방식은 식 (3)과 같이 변조된 신호를 무선채널로 전송하기 전에 채널 지연에 의한 심볼간 간섭을 방지하기 위하여 채널의 최대 지연 시간보다 긴 보호구간  $N_G$ 를 심볼 앞 부분에 삽입하여 전송한다. 식 (3)을 펄스성형 필터를 통과한 OFDM 송신기의  $l$ 번째 출력신호로 나타내면 식 (4)와 같다.

$$x(t) = e^{j(2\pi f_c t + \theta)} \sum_{k=0}^{N-1} x_l(k) h_c \left( t - \frac{kT_N}{N} \right) \quad (4)$$

여기서,  $h_c(t)$ 는 송신 펄스성형 필터의 임펄스 응답이다. 수신기에서 이 신호는 국부 발진기의 신호  $e^{-j(2\pi f_c t + \theta_m)}$ 과 곱해져서 주파수 오프셋  $\epsilon = f_c - \hat{f}_c$  및 위상 에러  $\theta_e = \theta_i - \theta_m$ 가 존재하는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$y_l(t) = e^{-j(2\pi \epsilon t + \theta_e)} \sum_{k=0}^{N-1} x_l(k) h_c \left( t - \frac{kT_N}{N} \right) + w(t) \quad (5)$$

여기서,  $h_c(t)$ 는 송신 필터( $h_t(t)$ )와 수신 필터( $h_r(t)$ )가 결합한 필터  $h_c(t) = h_t(t) * h_r(t)$ 를 의미하

며,  $w(t)$ 는 가산성 백색 잡음이다.  $h_c(t)$ 가 Nyquist 샘플링 기준(criterion)을 만족하여  $T_N/N$ 간격으로 최적의  $y(t)$ 값을 표현한다고 가정하고, 송·수신기간에 주파수 오프셋이 발생한 경우를 표현하면, 식 (6)과 같다.

$$y_l(n) = x_l(n) e^{j\left(\frac{2\pi \epsilon n}{N} + \theta_e\right)} + w_n \quad (6)$$

여기서,  $\hat{\epsilon}$ 는 상대적 주파수 오프셋  $\epsilon T_N$ 를 의미한다. 또한,  $w_n$ 은 가산성 백색 잡음의 이산시간 표현을 나타낸다. 복조과정은 먼저 식 (6)의 이산신호에서 보호구간을 제거하고, 나머지  $0 \leq n \leq N-1$  샘플열을 FFT에 통과시켜 복조시키는데, 식 (7)을 이용한다.

$$Y_l(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_l(n) e^{-j2\pi kn/N} + W_l, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (7)$$

## 2 채널환경 분석

본 논문의 모의 실험을 위하여 사용하는 채널환경은 유럽형 HDTV 표준인<sup>[13]</sup> 부록 B에 명시된 다중 채널 환경을 따르는데, 이 채널은 고정 수신단과 이동 수신단의 2개 모델로 분류된다. 이 다중 채널 환경은 1989년 발간된 'Digital Land Mobile Radio Communications'의 COST 207 표준으로 20개의 다중 채널과 이에 따른 시간 지연, 신호 감쇄, 그리고 위상 왜곡을 정의하며 표 1에 나타내었다. 각각의 경로에서 random delay는 negative exponential law에 따라 분포되어 있으며 random attenuation은 레일리 분포를 따르고, 위상은 0과  $2\pi$ 사이에서 uniform한 분포를 가진다. 그리고 채널의 경로수  $N$ 이 충분히 크다고 가정하면 수신된 신호  $y(t)$ 는 central limit이론에 의해 평균이 0인 complex Gaussian random process가 된다. 표 1의 프로파일을 이용하여, 고정 수신단의 경우에는 직경로 성분이 포함된 라이시안 페이딩 환경으로 가정하고, 이동 수신단의 경우에는 레일리 페이딩 환경으로 가정한다. 식 (8)는 라이시안 페이딩 환경에서 고정 수신기의 수신값을 나타낸다.

$$y(t) = \left\{ \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}} \right\} \quad (8)$$

여기서,  $N$ 은 다중경로 수로 20이며,  $\tau_i, \rho_i, \theta_i$ 는

각각 표 1에 나타난 다중경로 성분의 시간지연, 감쇠, 위상왜곡을 나타낸다. 분자의 첫 번째 부분은 직경로 성분으로  $i$ 가 0일 경우( $\rho_0 x(t)$ )가 된다. 직경로의 특성을 나타내는 라이시안 팩터  $K$ 는 직경로와 굴절경로의 전력비로서 식 (9)와 같이 정의한다.

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (9)$$

본 논문에서는 모의 실험시  $K=10$  [dB]로 하며 직경로향은 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$\rho_0 = \sqrt{10 \sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (10)$$

이동 수신단의 경우에 적용되는 레일리 페이딩 환경은 식 (11)과 같이 나타낸다.

$$y(t) = \left\{ \frac{\sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}} \right\} \quad (11)$$

표 1. 다중경로 채널 모델

Ray[i]	Modulus[ $\rho_i$ ]	Delay[ $\tau_i$ ]	Phase[ $\theta_i$ ]
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.518650	5.864470
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.150340	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.775198
10	0.400967	1.935570	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628578
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.240140	0.924450	3.664773
18	0.116587	1.381320	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.334290
20	0.259730	1.368671	0.393889

### III. OFDM 시스템의 동기화 수행시 오류분석

#### 1. 주파수 동기

송·수신기간에 RF 반송파 주파수를 일치시키는 주파수 동기에 있어 동기 오류로 인한 주파수 오프셋이 미치는 영향은 먼저, 각 부반송파를 통하여 전송된 신호의 크기가 FFT를 통하여 복조되면서 감소된다는 점과 다른 부반송파간 간섭(ICI: Inter Carrier interference)으로 인하여 더 이상의 직교성이 유지될 수 없다는 것이다<sup>[14]</sup>.

본 장에서는 이러한 주파수 오프셋의 영향을 수학적으로 분석하고, OFDM 시스템의 주파수 동기 수행시 정규화된 주파수 오프셋  $n \pm 0.5$  부근에서 대략적 동기와 미세 동기의 추정성능을 살펴본다. 주파수 오프셋의 영향을 수학적으로 분석하기 위하여 IFFT의 기저대역 수신 신호는 식 (3)과 같이 정의하고, 앞절에서 살펴 보았던 OFDM 송신단의 변조과정을 거친다. 송·수신기간에 주파수 오프셋이 발생한 경우를 표현하기 위하여 식 (6)을 이용 식 (15)와 같이 나타낸다.

$$y(mN+n) = S(mN+n) e^{j(\frac{2\pi n \hat{\epsilon}}{N} + \theta_s)} + w_n \quad (15)$$

여기서,  $S(mN+n)$ 은  $m$ 번째 OFDM 전송 심볼의 IFFT 출력신호이다. 식 (15)의 샘플열을 FFT복조하면 식 (16)과 같이 된다.

$$Y_m(k) = FFT_N[y(mN+n)] = \sum_{l=0}^{N-1} y(mN+l) e^{-j2\pi kl} + w_k \quad (16)$$

식 (16)에 식 (15)를 대입하여 전개하면, 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_m(k) = X_m(k) I_m(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_m(l) I_m(l-k) + w_k \quad (17)$$

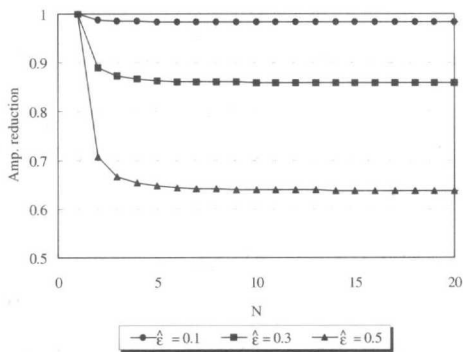
$I_m(l-k) = \frac{\sin \pi(l-k+\hat{\epsilon})}{N \sin \frac{\pi}{N}(l-k+\hat{\epsilon})} \cdot e^{j\frac{\pi}{N}(N-1)(l-k+\hat{\epsilon})} \cdot e^{j\theta_s}$  와 같다. 식 (17)의 오른쪽 부분은 크게 첫 번째 복조하고자 하는 항과 두 번째 ICI 항으로 구분할 수 있다. 식 (17)의 첫 번째항은 변조한 부반송파  $X_m(k)$ 값을 나타내는 항이다.

만약,  $\hat{\epsilon}=0$ 이라면  $Y_m(k) = X_m(k) e^{j\theta_s} + w_k$ 가 되며 각각의 복조된 데이터는 초기 위상 오프셋으로 인한 위상 회전 및 잡음을 포함하게 된다. 만약

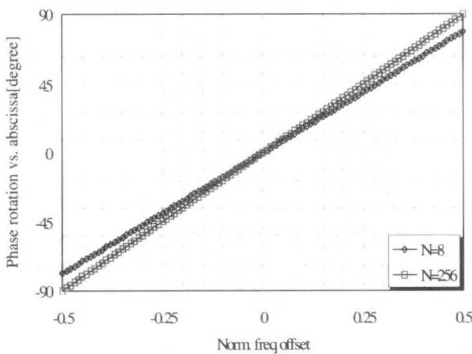
$\epsilon \neq 0$  이라면 첫째항  $X_m(k)I_m(0)$ 는 식 (18)과 같이 나타난다.

$$X_m(k)I_m(0) = X_m(k) \cdot \frac{\sin \pi \hat{\epsilon}}{N \sin \frac{\pi \hat{\epsilon}}{N}} \cdot e^{\frac{j\pi \hat{\epsilon}(N-1)}{N}} \cdot e^{j\theta} + w_k \quad (18)$$

즉, 초기 위상 오프셋 및 잡음 이외에도 복조하고자 하는 신호의 진폭 왜곡  $(\sin \pi \hat{\epsilon}) / (N \sin (\pi \hat{\epsilon} / N))$  과 주파수 오프셋으로 인한 위상회전  $\exp(j\pi \hat{\epsilon}(N-1) / N)$ 이 발생하게 된다. 식 (17)의 두 번째 ICI 항을 살펴보면, ICI 항은 자기 해당 부반송파를 제외한 다른 부반송파로 인한 반송파간 간섭들의 합으로 구성된다. 상대적 주파수 오프셋  $\hat{\epsilon}$  이 클수록 첫째항의 복소 데이터는  $|I_m(0)|$ 에 의해 감소하고, 원치 않는 ICI 항  $|I_m(l-k)|$ 는 증가하게 되므로 신호가 왜곡되어 주파수 영역에서의 주파수 오프셋 추정치 용이하지 않다. 그림 2는 주파수 오프셋에 따른 첫째항의 진폭 감쇄 및 위상 회전을 나타낸다.



(a) 진폭 감쇄 특성

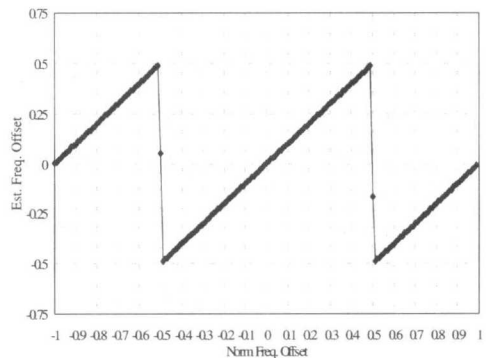


(b) 위상 회전 특성

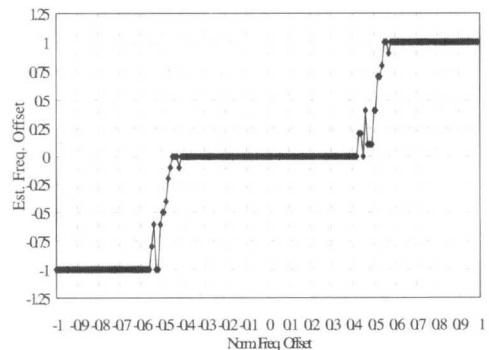
그림 2. 주파수 오프셋에 따른 첫째항의 진폭 감쇄 및 위상 회전 특성

대략적 주파수 동기<sup>[8], [9]</sup>는 부반송파 간격보다 큰 초기 주파수 오프셋을 가장 근접한 부반송파 간격의 정수배로 추정하여 부반송파 간격의 절반이하로 줄인다. 또한, 미세 주파수 동기<sup>[10], [11]</sup>는 부반송파 간격의 절반 이하의 크기를 가지는 주파수 오프셋을 추적하는 기능으로 일반적으로 부반송파 간격의  $10^{-3}$ 이하로 줄여야 수신 신호에 주파수 오프셋의 영향을 무시할 수 있다.

본 논문에서는 주파수 영역에서 연속 파일럿을 사용하는 Classen 알고리즘<sup>[8]</sup>을 대략적 주파수 동기 알고리즘으로 사용하고, 시간영역에서 보호구간을 이용하는 Beek 알고리즘<sup>[10]</sup>을 미세 주파수 동기 알고리즘으로 사용한다. 그림 3은 Beek와 Classen이 제안한 주파수 동기 알고리즘의 추정성능을 나타낸다. 추정 성능 곡선을 통해서 알 수 있듯이, 주파수 동기 알고리즘의 문제점은 정규화된 주파수 오프셋의 소수부가 부반송파 간격의  $n \pm 0.5$  근방을 지시할 때, 안정적인 추정성능을 나타내지 못한다는 점이다. 기존의 주파수 동기 구조는 이 부근에 발생하는 주파수 오프셋을 보상하기 위하여 대략과 미세 동기



(a) Beek 추정 곡선



(b) Classen 추정 곡선

그림 3. 대략적 및 미세 주파수 동기의 추정성능

를 두 번 이상 반복 수행하여 문제를 해결 하지만, 이로 인해 동기화에 요구되는 심볼 수가 많아져 보다 효율적인 주파수 동기 보상 구조를 필요로 한다.

2. 심볼 동기(FFT 윈도우 위치 복원)

OFDM 시스템은 다중 반송파를 이용하여 데이터를 병렬로 전송하므로 송신기 IFFT 출력값을 그대로 재 정렬하여 FFT에 입력시켜야 한다. FFT 윈도우 위치 오프셋은 수신기가 정확한 OFDM 심볼의 시작 지점을 추정하지 못할 경우 유효 데이터 구간이 시작하는 정확한 지점과 수신기가 추정된 유효 데이터 시작 지점간의 차이로 정의한다.

본 절에서는 윈도우 오프셋의 방향에 따른 복조 신호의 영향을 분석하고, 다중경로 페이딩 채널에서 파 일렛의 위상 회전 차이를 이용하는 미세 윈도우 위치 복원 알고리즘이 정확한 동기를 수행할수 없는 이유를 살펴본다. 주파수 동기과 마찬가지로 기존의 심볼 동기과 대략과 미세로 나누어 수행하는데, 대략적 심볼 동기<sup>[15]-[18]</sup>는 초기 윈도우 오프셋의 발생범위가  $N_{sym} (= N_N + N_G)$  샘플 만큼 양·음의 방향으로 생길 수 있으므로 이러한 초기 오프셋을 약 15샘플 이내로 줄여 주는 역할을 하고, 미세 심볼 동기<sup>[19]</sup>는 약 15샘플 이내의 오프셋을 정확하게 추정하여 보상한다.

OFDM 전송 방식에 있어서 윈도우 오프셋의 방향은 전체 시스템의 성능에 큰 영향을 미친다<sup>[20]</sup>. 윈도우 오프셋이 보호구간 안으로 존재할 경우에는 부반송파간의 직교성이 유지되어 주파수 영역에서 심볼의 진폭 왜곡 없이 위상 회전만 나타난다. 그러나 윈도우 오프셋이 보호구간의 영역을 벗어나면, 심볼간 간섭이 생기고 이로 인하여 직교성이 깨지므로 위상 회전뿐만 아니라 진폭 왜곡도 동시에 나타난다. 이러한 타이밍 오류의 영향을 분석하기 위하여 윈도우 오프셋  $e_{\theta}$ 를  $e_{\theta} = \hat{\theta} - \theta_0$ 와 같이 정의한다. 여기서,  $\theta_0$ 는 유효샘플의 시작지점을 나타내고,  $\hat{\theta}$ 는 추정된 값을 의미한다. FFT를 통해 복조된 신호를 식 (20)과 같이 정의하면,

$$Y_l(k) = X_l(k)H_l(k) + W_l(k) \tag{20}$$

윈도우 오프셋이 보호구간 안으로 발생할 경우에는, 식 (20)의 복조 신호에 식 (21)과 같이 위상 회전이 추가적으로 발생한다.

$$Y_l(k) = e^{-j2\pi l T_N e_{\theta}} X_l(k)H_l(k) + W_l(k), \quad -G + T_m < e_{\theta} < 0 \tag{21}$$

여기서,  $T_m$ 은 채널의 최대 지연 시간이다. 식 (21)은 주파수 영역에서 신호의 진폭 왜곡 없이 위상 회전만 일어나므로 타이밍 오프셋에 의한 오류가 분산 파일렛을 이용한 채널 보상을 통하여 완벽하게 보상된다. 그러나, 윈도우 오프셋이 보호구간을 벗어나 양의 방향으로 발생할 경우에는 식 (20)의 복조 신호가 식 (22)와 같이 위상 회전과 함께 진폭 왜곡이 생긴다.

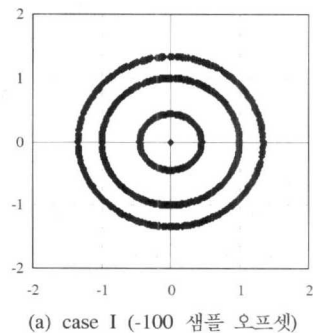
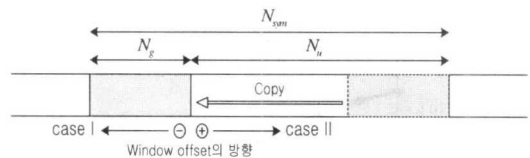
$$Y_l(k) = e^{-j2\pi l T_N e_{\theta}} \frac{N - e_{\theta}/T}{N} X_l(k)H_l(k) + W_l(k) + W_{l, e_{\theta}}(k), \quad 0 < e_{\theta} \tag{22}$$

여기서,  $T$ 는  $T_N/N$ 인 샘플링 간격을 나타내고,  $W_{l, e_{\theta}}(k)$ 은 식 (23)의 분산 특성을 갖는다.

$$\sigma_{W_{l, e_{\theta}}}^2 \approx E(|X_{l, k}|^2) \sum_i |h_i(nT_N)|^2 [2 \frac{\Delta \epsilon_i}{N} - (\frac{\Delta \epsilon_i}{N})^2] \tag{23}$$

$$\Delta \epsilon_i = \begin{cases} (e_{\theta} - \tau_i)/T & e_{\theta} > \tau_i \\ (\tau_i - \Delta - e_{\theta})/T & e_{\theta} < \tau_i - \Delta \\ 0 & else \end{cases}$$

여기서,  $\Delta$ 는 보호구간의 길이를 나타낸다. 식 (21)의 경우와는 달리 식 (22)의 경우 윈도우 오프셋이 보호구간의 영역을 벗어났기 때문에 이웃한 심볼간의 간섭(ISI)으로 인한 부채널간의 간섭(ICI)이 생긴다. 따라서,  $W_{l, e_{\theta}}(k)$ 와 같은 잡음 항목이 추가적으로 발생하기 때문에, 채널 보상만으로는 타이밍 오류에 대한 보상을 완벽하게 수행하지 못한다. 그림 4는 백색 가우시안 잡음 없이 윈도우 오프셋



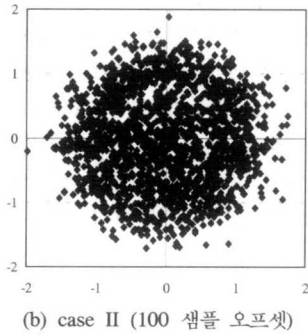
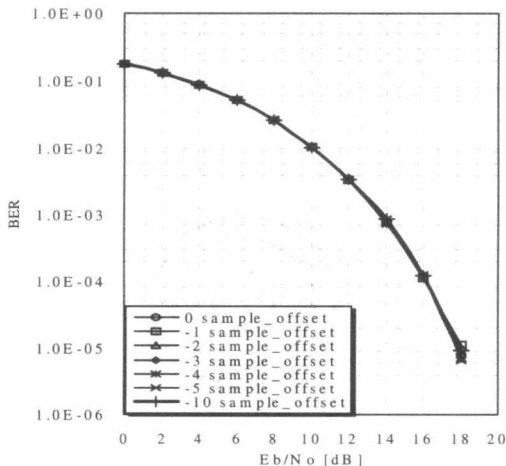


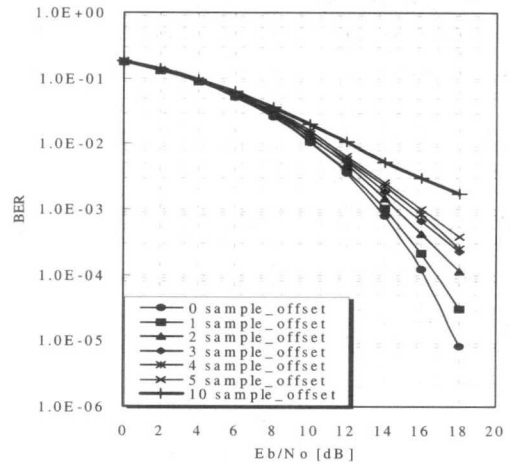
그림 4. FFT 윈도우 오프셋에 따른 성좌도

의 방향에 따른 16-QAM의 성좌도를 나타낸다. 윈도우 오프셋의 방향에 따라 주파수 영역에서 case I은 심볼의 위상 회전만이, case II는 심볼의 위상 회전과 진폭 왜곡이 동시에 발생함을 알 수 있다<sup>[21]</sup>. 그림 5는 다중경로 페이딩 채널에서 심볼 동기를 제외한 모든 동기 요소가 완벽하다는 가정하에 채널 보상을 통한 BER 성능을 나타낸다. 잔류된 윈도우 오프셋의 방향에 따라 시스템 전체에 미치는 영향을 살펴보면, 윈도우 오프셋이 보호구간 내로 존재하는 case I은 채널 보상을 통하여 시스템의 성능 열화가 없고, case II의 양의 오프셋 발생시에는 채널 보상을 해도 오프셋의 크기에 따라 시스템의 BER 성능이 열화 된다.

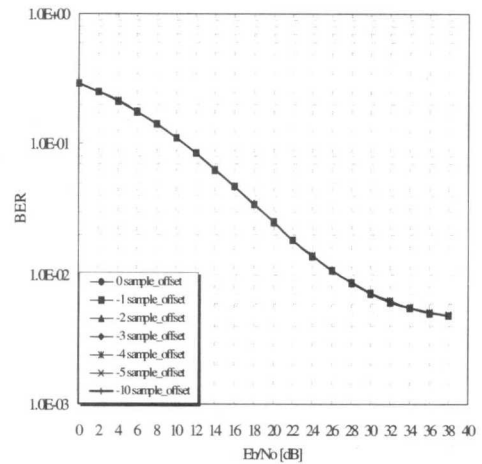
기존의 OFDM 전송방식의 심볼 동기구조에서, 파일럿의 위상 회전 차이를 이용하는 미세 윈도우 위치 복원 알고리즘이 레일리 채널과 같은 다중경로 페이딩 채널에서 정확한 심볼 동기가 어려운 이유는 다음과 같다. 시간영역에서 윈도우 오프셋은



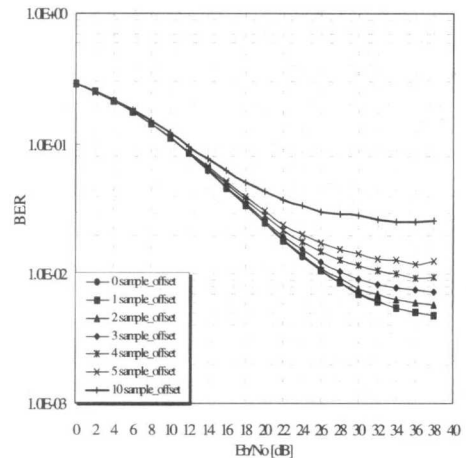
(a) 라이시안 채널 음의 오프셋 잔류시 16-QAM BER



(b) 라이시안 채널 양의 오프셋 잔류시 16-QAM BER



(c) 레일리 채널 음의 오프셋 잔류시 64-QAM BER



(d) 레일리 채널 양의 오프셋 잔류시 64-QAM BER

그림 5. 다중경로 페이딩 채널에서 윈도우 오프셋의 방향에 따른 BER 성능

주파수 영역에서 파일럿의 부반송파 번호에 따라 선형적인 위상 회전으로 나타나는데, 채널 환경이 열악한 레일리 채널의 경우에는 윈도우 오프셋에 따른 위상 회전량보다 채널에 의한 위상과 진폭 왜곡이 더 심각한 영향을 미치므로 정확한 파일럿 정보를 추출할 수 없기 때문이다. 따라서 고속 이동 채널 환경시 시스템의 성능열화가 없는 새로운 심볼 동기 구조가 요구된다.

#### IV. 효과적인 동기화를 위하여 제안하는 동기구조

본 장에서는 대략과 미세 주파수 동기를 동시에 추정하여 보상하므로 동기화 시간을 단축시킨 주파수 동기 구조와, 대략적인 윈도우 위치 복원만으로도 시스템의 성능열화가 없는 하드웨어 구현이 간단한 심볼 동기 구조를 제안하였다.

##### 1. 제안하는 주파수 동기 구조

기존의 주파수 동기는 초기의 큰 주파수 오프셋을 대략적 동기 주파수 영역에서 가장 가까운 정수배로 보상하고, 이후 시간 영역에서 부반송파 간격의 절반 이하로 줄어든 미세 주파수를 추정하여 보상한다. 정규화된 주파수 오프셋이  $n \pm 0.5$  근방에 위치할 때, 주파수 동기가 어려운 이유는 그림 3의 추정성능 곡선에 나타난 것처럼 안정된 추정성을 나타내지 못하기 때문이다. 대략적 주파수 동기가  $N$ 개의 심볼 동안 추정된 평균값이 정수로 나타나지 않아 이 값을 반올림하여 보상해도 잔류된 미세 주파수 오프셋 역시  $\pm 0.5$  근방에 위치한다. 이 값을  $N$ 심볼 동안 추정하여 평균해도 추정값이  $\pm 0.5$  근방에서는 부호가 역전되는 경우가 생기기 때문에 기존의 동기 구조는 대략과 미세 주파수 동기를 2번 이상 수행한다. 이때 소요되는 심볼 수는  $4 \times N$ 심볼 이상이다.

본 논문에서 제안하는 동기 구조는 처음  $N$ 개의 심볼을 이용 대략과 미세를 동시에 추정하고 이 값의 평균값(최대, 최소값을 제외)을 버퍼에 저장한다. 이때, 대략적인 동기에서 처음  $N-2$ 심볼(최대, 최소를 제외한)의 평균값이 정수인 경우에는 대략적 추정값과 미세 추정값의 합으로 주파수 동기를 보상하고, 정수가 아닌 경우에는 주파수 오프셋이  $n \pm 0.5$  근방에 위치하고 있음을 나타내므로 평균값의 소수부를 버리고 강제적으로 0.5를 더하여 보상한다. 이후에 다시  $M$ 개 심볼동안 대략과 미세를 동시에 추정하여 더욱 정확한 평균값으로 보상한다.

이때 소요되는 심볼 수는  $2 \times N$ 개 여기서 ( $N=M$ ) 개이다. 제안하는 동기 구조는 기존의 방식에 비하여 동기화 심볼수를 대폭 줄이면서  $n \pm 0.5$  근방의 추정이 모호한 주파수 오프셋 지점을 한번의 평균값을 통하여 정확하게 추정 보상할 수 있는 효율적인 구조이다. 주파수 동기가 추정되는 과정은 다음과 같고, 그림 6은 제안하는 대략적 미세 주파수 동기구조의 순서도를 나타낸다.

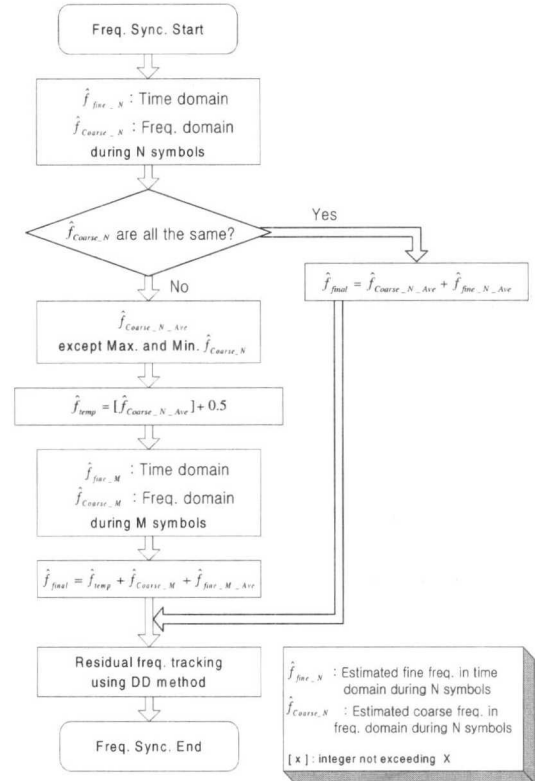


그림 6. 제안하는 대략적 미세 주파수 동기의 순서도

1. 처음  $N$  심볼 동안 시간영역에서는 미세동기 ( $\hat{f}_{fine}$ ), 주파수 영역에서는 대략 ( $\hat{f}_{coarse}$ ) 동기를 동시에 수행함.
2. 대략적 동기 결과  $\hat{f}_{coarse\_N}$  값이  $N$ 개 모두 동일한 값을 나타낼 경우는,  $\hat{f}_{coarse\_N} + \hat{f}_{fine\_N\_Ave}$  (미세 평균값)을 최종 추정값으로 사용하며,  $\hat{f}_{coarse\_N}$  값이 모두 동일한 값을 갖지 않을 경우는,  $N$ 개중 최대 및 최소 값을 제외한 값을 가지고 평균을 취한 뒤 ( $\hat{f}_{coarse\_N\_Ave}$ ),  $\hat{f}_{coarse\_N\_Ave}$ 의 소숫점을 제외한 정수값 ( $[ \hat{f}_{coarse\_N\_Ave} ]$ )에 0.5를 더한 값을 최종 추정

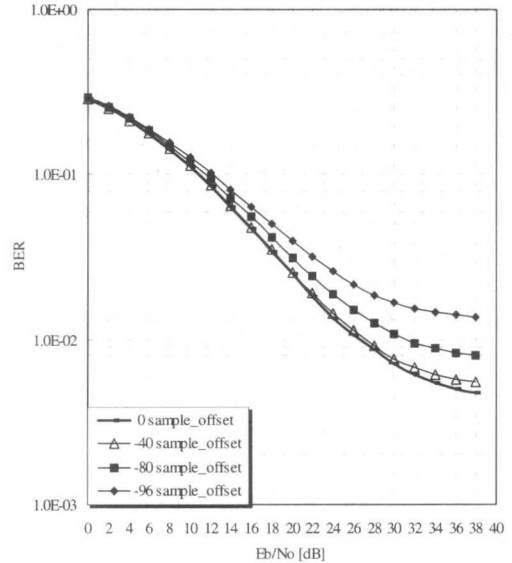


값으로 택한 뒤 다음 3단계로 진행함.

- 다음  $M$ 개의 심볼 동안 시간 영역에서 미세동기, 주파수 영역에서 대략적 동기를 수행하여  $[\hat{f}_{Coarse\_N\_Ave} + 0.5 + \hat{f}_{Coarse\_M} + \hat{f}_{fine\_M\_Ave}]$ 을 최종 추정값으로 사용하여 보상함.

## 2. 제안하는 심볼 동기 구조

본 논문에서 제안하는 심볼 동기 구조는 3장에서 살펴보았던 윈도우 오프셋의 방향성을 고려하여 제안하였다. 윈도우 오프셋이 보호구간내의 일정 범위 안으로만 존재한다면, 부반송과간 직교성이 유지되기 때문에 윈도우 오프셋의 영향으로 발생하는 주파수 영역의 위상 회전을 채널 등화를 통하여 완벽하게 보상할 수 있는 점에 착안하였다. 그림 7은 다중경로 페이딩 채널에서 보호구간 크기가 1/8인 256샘플 크기의 보호구간 내로 발생하는 오프셋의 범위에 따른 BER 성능을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 보호구간내의 일정 범위 이내로 오프셋이 잔류될 경우에는 시스템의 성능열화가 없다. 다중 경로 페이딩 채널중 직경로가 존재하는 라이시안 채널의 경우는 약 60샘플의 오프셋 범위까지 시스템의 성능열화가 없지만, 채널 상태가 열악한 레일리 채널의 경우에는 약 40샘플 이상의 오프셋이 발생할 경우에는 보호구간 내로 오프셋이 위치할 경우에도 시스템의 성능열화가 발생한다. 따라서 본 논문에서 제안하는 심볼 동기 구조는 최종 윈도우 오프셋이 보호구간내 20샘플 이내로 잔류하도록 하

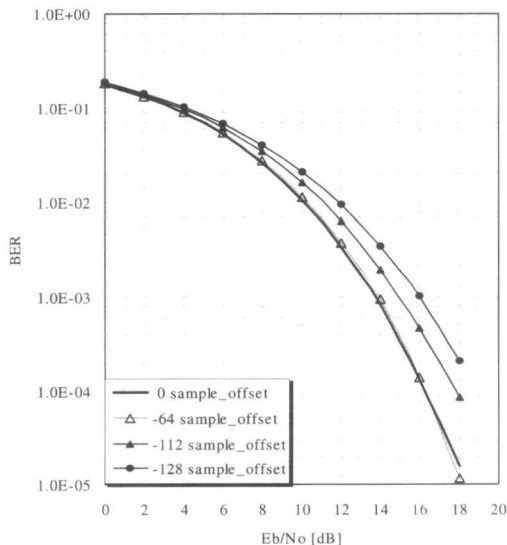


(b) 레일리 채널에서의 64-QAM BER

그림 7. 다중경로 페이딩 채널에서 보호구간내의 윈도우 오프셋 크기에 따른 BER 성능

는 것이다. 본 논문에서 제안하는 심볼 동기 구조는 기존의 OFDM 시스템에서 심볼 동기를 대략과 미세로 나누어 수행하는 방식에 비하여 대략적인 윈도우 위치 복원만으로 심볼 동기를 수행한다. 심볼 동기 구조를 살펴보면, 초기의 윈도우 오프셋을 5번 추정된 평균값( $\hat{S}_{start\_off}$ )을 보상하여 대략적인 심볼의 시작지점을 검출하고, 이 값에 보호구간 크기의 1/2만큼을 강제적으로 뺀 ( $C_{Coarse\_off}$ )값을 윈도우 오프셋이라고 가정한다. ( $C_{Coarse\_off}$ )값은 보호구간내에 존재하게 되어 주파수 동기와 심볼 동기를 병렬적으로 수행할 수 있다. 여기서, 심볼 시작지점에 강제적으로 보호구간 크기의 1/2만큼을 빼주는 이유는 초기 5번 추정된 평균값의 확률분포를 통하여 제안하는 심볼 동기 구조의 윈도우 오프셋이 약 150샘플 이내로 존재 하도록 하기 위함이다. 이러한 이유는 DVB-T 수신기 모델을 구현할 때, 본 논문에서 선택한 주파수 동기 알고리즘은 일정범위(약 150샘플 이내)의 윈도우 오프셋 영향에 무관하게 동작하는 알고리즘이기 때문이다. 제안한 심볼 동기 구조가 윈도우 오프셋을 추정하는 과정은 다음과 같다.

- 초기 윈도우 오프셋을 5번 추정( $\hat{S}_{start\_off}$ )하여 심볼의 시작 지점을 검출한다.



(a) 라이시안 채널의 16-QAM BER

2. 심볼의 시작 지점에 보호구간(256샘플) 크기의 1/2만큼의 오프셋을 강제적으로 빼 준 ( $C_{Coarse\_off}$ ) 다.
3. 두 번째 단계를 거친 ( $C_{Coarse\_off}$ )값은 보호구간 내의 약 120샘플에서 140샘플 범위에 위치한다. 이 값을 30번 추정하여 버퍼에 저장하고 크기 순서로 정렬한다. 대략적 윈도우 위치 복원의 추정성능을 높이기 위하여 버퍼에 저장되어 있는 값 중에서 안정된 추정 성능을 나타내는 15개의 추정값을 선택하여 평균 ( $\hat{C}_{Coarse\_off}$ )을 취한다.
4. 평균한 ( $\hat{C}_{Coarse\_off}$ )값을 이용하여 대략적으로 윈도우 오프셋을 보상 ( $\hat{S}_{sync}$ )한 후 부호를 판별한다. 이때 양의 오프셋으로 판별 될 경우에는 부호를 반전시키고 -10을 더 보상해 주고, 음의 오프셋 값으로 판별 될 경우에는 부호를 고정시킨 다음 -10을 보상하여 최종 오프셋값 ( $S_{sync}$ )을 갖는다. 이때, 4번째 단계에서 최종 윈도우 오프셋을 보호구간 안으로 잔류시키기 위하여 -10을 추가적으로 보상하는 이유는 가장 열악한 레일리 채널  $E_b/N_o=0$  dB에서 30개의 추정값을 평균한 대략적 윈도우 위치 복원의 추정 확률분포 범위가 최대 윈도우 오프셋 범위 10샘플 까지 나타나기 때문이다. 이런 동작 과정을 거치면 시스템에서 잔류된 최종 윈도우 오프셋은 항상 보호구간 내 20샘플 이내의 범위에 위치한다.

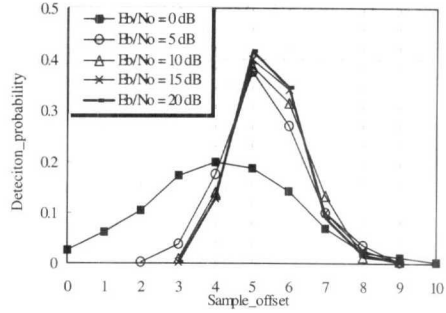


그림 9.  $\hat{C}_{Coarse\_off}$ 의 심볼 검출 확률분포

그림 8과 그림 9에 레일리 채널에서 5번의 추정값을 평균한 ( $\hat{S}_{start\_off}$ ) 값과 30번의 추정값을 버퍼에 저장하여 추정성능이 우수한 15개 값을 선택적으로 평균한 ( $\hat{C}_{Coarse\_off}$ )값의 심볼 검출 확률 분포를 나타내었다. 또한, 그림 10에 제안하는 심볼 동기구조의 순서도를 도시하였다.

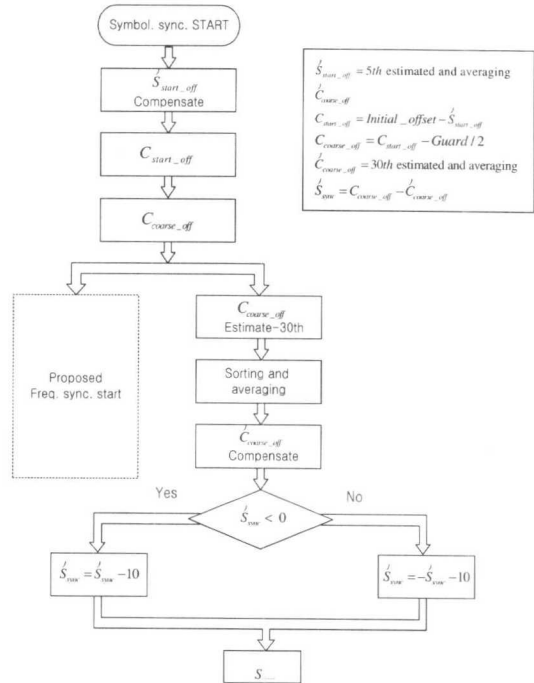


그림 10. 제안하는 심볼 동기 구조의 순서도

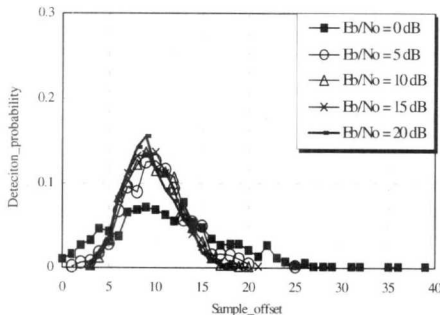


그림 8.  $\hat{S}_{start\_off}$ 의 심볼 시작 검출 확률 분포

### V. 성능 평가 및 고찰

본 논문에서 제안한 동기 구조의 성능평가를 위하여 DVB-T 시스템의 수신기 모델을 구현하여, 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 11은 본 논문에서 제안한 동기구조를 포함한 수신기 전체 시스템을 나타내고, 그림 12에는 제안한 주파수 동기구조의 추정특성을 기존방식과 비교하여 나타내었다. 기존방식이  $n \pm 0.5$  근방에서 정확한 추정성능을 나타내지 못하는 것에 비교하여, 제안하는 대략적 미세 동기구조의 추정성능은  $n \pm 0.5$  근방에서도 정확한 추정성능을 나타낸다. 성능평가 환경은 레일리

채널에서 SNR=10 dB, M=N=10으로 가정하였다.

표 2와 표 3은 성능평가를 위한 DVB-T 시스템의 주요 파라미터와 동기 요소별로 선택한 알고리즘을 나타낸다. 그림 13은 AWGN 채널과 다중경로 페이딩 채널에서 16-QAM, 64-QAM의 BER 성능을 나타낸다. 이상적인 채널환경에서 BER 성능과, 모든 동기요소가 완벽하다는 가정 아래서 채널 보

상을 통한 BER 성능평가를 기준으로 하여 초기 성능평가 환경을 표3과 같이 가정하여 본 논문에서 제안한 주파수 동기 구조와 심볼 동기구조를 동작시킨 BER 성능을 비교 평가하였다.

표 4는 시스템의 동기화를 수행하는 단계에 있어서 채널에 따른 오프셋 양의 변화를 나타낸다.

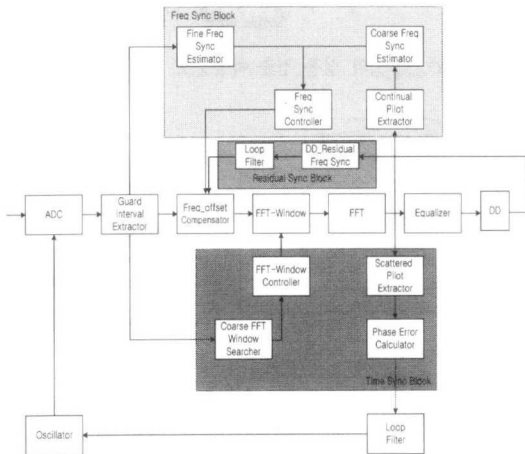
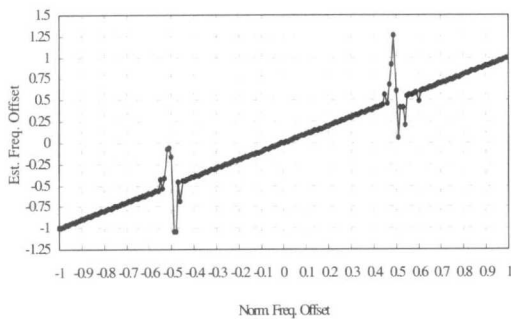


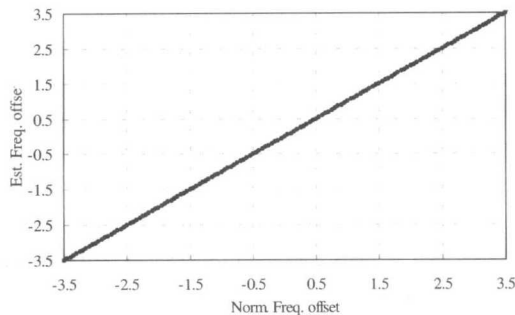
그림 11. DVB-T 시스템의 전체 수신기 구조

표 2. DVB-T 시스템의 프레임 구조 및 주요 파라미터

실험 환경	Parameter
전송모드	2k mode [2048 sample]
변조방식	16-QAM, 64-QAM ( $\alpha = 1$ )
보호구간 길이	1/8 mode [256 sample]
채널 환경	AWGN, Ricean, Rayleigh channel [ 20 dB ]
주파수 오프셋	Norm. freq. off 5.7
위상 오프셋	0
윈도우 오프셋	N+G 범위의 random offset



(a) 기존 방식



(b) 제안하는 동기 방식

그림 12. 기존방식과 제안하는 주파수 동기 방식의 추정성능

표 3. DVB-T 수신기 요소기술에 적용된 알고리즘

기능	적용 알고리즘
대략적 윈도우 위치 복원	보호구간의 전력차를 이용하는 알고리즘
대략적 주파수 동기	연속 파일럿을 이용하는 알고리즘[Classen]
미세 주파수 동기	보호구간을 이용하는 알고리즘[Beek]
잔류 주파수 동기	상한 판단을 이용하는 알고리즘
채널 보상	분산 파일럿을 이용하는 ZF 등화기

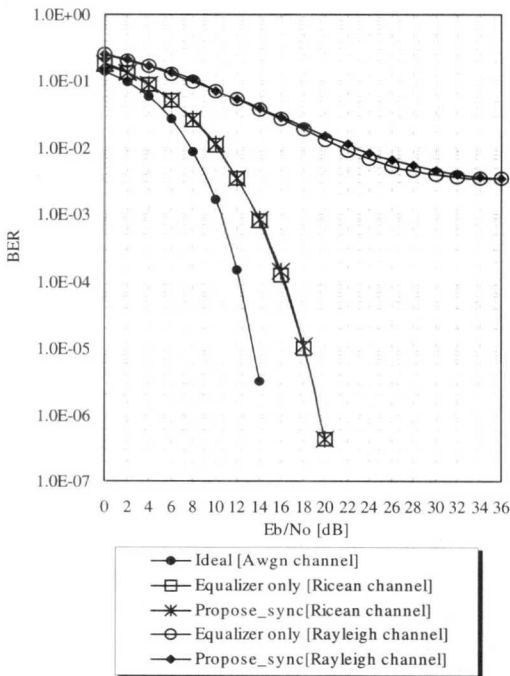
표 4. 채널에 따른 오프셋양의 변화

채널	초기 오프셋	$\hat{S}_{start\_off} \rightarrow C_{coarse\_off}$	$\hat{S}_{sync}$	$S_{sync}$	1차 주파수 보상	2차 주파수 보상	잔류 주파수
AWGN	1381	-1→-129	0	-10	5.69534	0.00445	0.00019
Ricean	102	0→-128	0	-10	5.69860	0.00292	-0.00153
Rayleigh	1954	2→-126	5	-15	5.69810	0.00235	0.00425

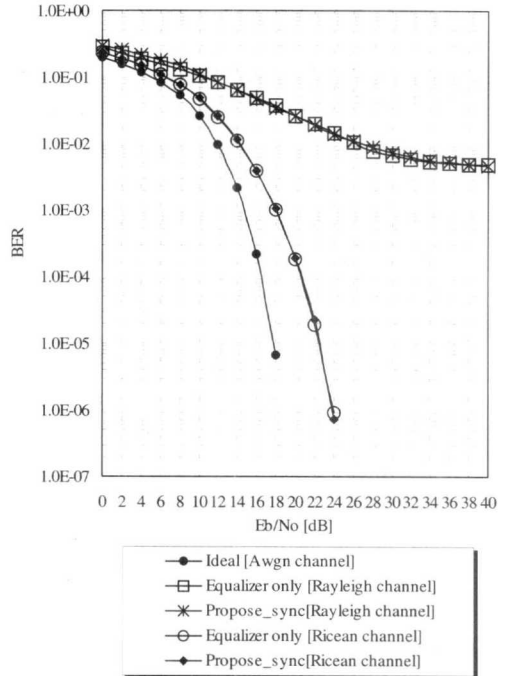
## VI. 결론

본 논문에서는 OFDM 전송방식을 채택한 DVB-T 시스템의 수신기 모델을 구현하는데 있어서, 기존 OFDM 전송방식의 동기화 문제점들을 극복한 보다 효율적인 주파수 동기부와 심볼 동기부를 제안하였다.

제안하는 주파수 동기부는 기존 방식에서 나타나는 정규화된 주파수 오프셋  $n \pm 0.5$  근방의 주파수 추정 모호성을 해결하면서, 대략적 동기와 미세 동기를 동시에 추정하여 초기 동기화 시간과 소요되는 심볼 수를 2배 이상 단축시킬 수 있는 효율적인 보상 구조이다. 또한, 제안하는 심볼 동기부는 다중 경로 페이딩 채널에서 기존의 OFDM 전송방식의 대략과 미세 심볼 동기 구조와는 달리 대략적인 윈도우 위치 복원만으로도 시스템의 성능 열화가 없고, 주파수 동기부와 동시 연동할 수 있는 효율적인 보상 구조로서 기존의 미세 윈도우 위치 복원부를 생략할 수 있어 시스템 구현 시, 하드웨어 구조를 단순화시킬 수 있는 장점을 갖는다.



(a) 16-QAM



(b) 64-QAM

그림 13. 다중경로 페이딩 채널의 BER 성능

## 참고 문헌

- [1] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *Bell System Technical Journal*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [2] B. Le Floch, R. Halbert-Lassalle and D. Castelain, "Digital sound broadcasting to mobile receivers," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 493-503, Aug. 1989.
- [3] M. Saito, S. Moriyama and O. Yamada, "A digital modulation method for terrestrial digital TV broadcasting using trellis coded ofdm and its performance," *Proc. of GLOBECOM'92*, pp. 1694-1698, 1992.
- [4] ETSI ETS 300 744, *Digital Broadcasting Systems for Television, Sound and Data Services; Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television*, 1996.
- [5] Hikmet Sari, Georges Karam and Isabelle Jeanclaude, "Transmission techniques for

- digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Communication Mag.*, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [6] William Y. Zou and Yiyan Wu, "COFDM: An Overview," *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 41, no. 1, pp. 1-8, Mar. 1995.
- [7] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Communication Mag.*, vol. 28, pp. 17-25, Mar. 1990.
- [8] F. Classen and H. Meyr, "Frequency synchronization algorithms for ofdm systems suitable for communication over frequency selective fading channels," *Proc. of VTC*, pp. 1655-1659, 1994.
- [9] H. Nogami and T. Nagashima, "A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems," *Proc. of PIMRC*, pp. 1010-1015, 1995.
- [10] J. Beek, M. Sandell, and P. Börjesson, "On synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix," *Proc. of RVK(Radiovetenskaplig Konferens)*, pp. 663-667, 1996.
- [11] F. Daffara and O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques," *Proc. of VTC*, pp. 804-809, 1995.
- [12] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 24, pp. 3-25, Aug. 1987.
- [13] ETSI, "Digital video broadcasting(DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," ETS 300 744, Aug. 2000.
- [14] B. Le Floch, et al., "Digital sound broadcasting to mobile receiver," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 35, no.3, pp. 493-503, Aug. 1989.
- [15] T. Couasnon, R. Monnier and J. Rault, "OFDM for digital tv broadcasting," *Signal Processing*, Vol. 39, pp.1-32, Elsevier, 1994.
- [16] Pierre Combellas, Christophe Del Toso, et al., "A receiver architecture conforming to the OFDM based digital video broadcasting standard for terrestrial transmission (DVB-T)," *Proc. of ICC'99*, pp. 780-785, 1999.
- [17] J. Beek, M. Sandell, M. Isaksson and P. Börjesson, "Low-complex frame synchronization in OFDM systems," *Proc. of ICUPC'95*, pp. 982-986, 1995.
- [18] 도상현, 김동규, 이현규, 최형진, "OFDM 시스템의 FFT 윈도우 위치복원에 관한 연구," 제7회 통신정보 합동학술대회(JCCI), pp. 223-227, 1997년 4월.
- [19] Dong Kyu Kim, Sang Hyun Do, Hong Bae Cho, Hyung Jin Choi and Ki Bum Kim, "A new joint algorithm of symbol timing recovery and sampling clock adjustment for OFDM systems," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 1142-1149, Aug. 1998.
- [20] M. Speth, D. Daecke, and H. Mayer, "Minimum overhead burst synchronization for OFDM based broadband transmission," *Proc. of GLOBECOM'98*, pp. 3227-3232, 1998.
- [21] A. Pallin and J. Rinne, "Enhanced symbol synchronization method for OFDM system in SFN channels," *Proc. of GLOBECOM'98*, pp. 2777-2782, 1998.

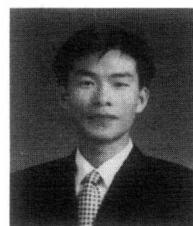
이 형 욱(Hyung Wook Lee) 준회원



2000년 2월 : 성균관대학교  
전자공학과 학사 졸업  
2000년 3월~현재 : 성균관대학교  
전기전자및컴퓨터  
공학부 석사과정 재학 중

<주관심 분야> 디지털 통신 시스템, 모뎀 기술과 관련된 통신 신호처리(OFDM) 및 DTV 동기화 기술

김 기 윤(Ki Yun Kim) 정회원

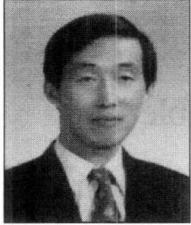


1997년 2월 : 성균관대학교  
전자공학과 학사 졸업  
1999년 2월 : 성균관대학교  
전기전자및컴퓨터  
공학부 석사 졸업  
1999년 3월~현재 : 성균관대학교

전기전자컴퓨터공학부 박사 과정 재학 중  
<주관심 분야> 디지털 이동통신, 무선통신, 위성통신

최 형 진(Hyung jin Choi)

정회원



1974년 2월: 서울대학교 전자

공학과 졸업

1976년 2월: 한국 과학기술원

전기전자공학과 석사

1976년 3월~1979년 7월: (주)

금성사 중앙연구소 연구원

1979년 9월~1982년 12월: 미국 University of  
Southern California 전기공학과 (공학박사)

1982년 10월~1989년 2월: 미국 Lincom Corp. 연  
구원

1989년 3월~현재: 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨  
터 공학부 교수

<주관심 분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위  
성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM  
기술