

5GHz대역 고속 무선 LAN 시스템을 위한 동기화 기법 연구

정희원 김인겸*

A Study on the Synchronization Techniques for 5GHz High-speed WLANs

In-Kyeom Kim* *Regular Members*

요 약

5GHz 대역을 사용하는 고속 무선 LAN 시스템은 전송방식으로 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 사용하고 있다. OFDM 방식은 병렬 전송으로, 타 직렬 전송시스템과 비교하여 채널의 시간적 변화에 강한 특성을 가지고 있다는 여러 장점을 가지고 있다. 그러나 OFDM방식은 다수의 직교 반송파를 사용하기 때문에 부반송파들간의 직교성이 깨질 경우에는 채널간의 간섭이 발생되어 BER(Bit Error Ratio) 성능이 크게 저하된다. 따라서, 본 논문에서는 최대 54Mbps의 전송률을 가지는 5GHz 대역을 사용하는 고속 무선 LAN 시스템에서의 동기화 기법을 제안한다. 제안된 동기화 기법들은 기존의 방식과 비교하여 성능은 유지하면서 복잡도를 줄이는 구조를 가지고 있다.

ABSTRACT

High-speed WLAN(Wireless Local Area Network) systems operating in 5GHz band use OFDM transmission technique. OFDM technique transmits data in parallel and has many advantage compared with the serial transmission system-for example, robustness to time variance of channel. OFDM technique use the orthogonal multicarriers. The ICI(InterChannel Interference) caused by the orthogonality destruction between subcarriers, hamper the BER performance. In this paper, we propose the synchronization techniques for high-speed WLAN system designed to support user data rates up to 54Mbps at 5GHz. The proposed synchronization techniques are the reduced complexity structure having the similar performance compared with the conventional synchronization techniques.

I. 서론

최근 들어 노트북 컴퓨터 또는 PDA의 보급이 확대되고 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 증가하고 있다. 이와 같은 가입자의 데이터 전송요구를 수용하기 위해서는 기존 통신망의 고도화, 고속화가 필수적이다. 그 해결방안으로 ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line), HFR(Hybrid Fiber Radio) 등이 제시되고 있는데, HFR방식의

B-WLL (Broadband Wireless Local Loop), 광대역 이동 멀티미디어, 고속무선 LAN(Local Area Network) 등 무선 전송 방식이 설치의 신속성, 유지 보수의 용이성, 이동 기능성뿐만 아니라 경제성 면에서도 유선 전송에 비하여 경쟁력을 갖추고 있어 각광을 받고 있다.

특히 무선 LAN은 무선 기술의 발전, 이동성의 제공, 배선으로부터의 해방, 휴대용 컴퓨터 및 PDA (Personal Digital Assistants) 보급의 확

*성결대학교 정보통신공학부 (kik@sungkyul.edu)
 논문번호 : 030211-0517, 접수일자 : 2003년 5월 20일

대에 따라 폭발적인 신장세를 보이고 있다. 1997년에 확정된 IEEE 802.11 표준에 의한 무선 LAN은 2.4GHz의 ISM(Industrial, Scientific and Medical) 대역을 사용하고 FHSS(Frequency Hopping Spread Spectrum) 또는 DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) 방식으로 최고 11Mbps의 전송속도를 제공한다. 그러나 비허가 대역인 2.4GHz 주파수 대역은 각종 무선 통신기기의 공동사용으로 인한 간섭이 심하여 광대역화에 어려움이 발생하였다. 이에 주파수 대역을 간섭이 심한 2.4GHz대역에서 5GHz 대역으로 옮겨 차세대 무선 LAN을 사용하고자 하는 연구가 활발히 진행되었다.

5GHz 주파수 대역을 사용하는 고속 무선 LAN 시스템은 사무실, 공장, 학교, 공항, 호텔 등 특정 지역 내에서 실내외를 자유롭게 이동하며 최고 54Mbps의 속도로 인터넷 접속 등 멀티미디어 서비스 이용이 가능한 시스템으로, 미국을 중심으로 하는 IEEE 802.11a, 유럽의 ETSI(European Telecommunication Standardization Institute)를 중심으로 한 HIPERLAN type 2 표준이 있다. 5GHz 대역의 고속 무선 LAN 시스템은 전송 방식으로 OFDM 방식을 사용한다. OFDM 방식은 다수의 직교 반송파를 사용하여 신호를 병렬 전송하는 방식으로, 채널의 시간적 변화에 강한 특성을 가지며 주파수 영역에서 간단히 채널 추정이 가능한 장점을 가진다. 그러나, 시간 동기화 주파수 동기의 영향이 크다는 단점을 지니고 있다. 따라서, OFDM 전송 방식을 사용하는 고속 무선 LAN 시스템에서의 동기화 기법 연구가 필요하다.

본 논문에서는 먼저 고속 무선 LAN 시스템에서의 수신 성능 개선을 위한 동기화 기법들을 제안한 다음 시뮬레이션을 통해 제안 기법들의 성능을 비교 분석해 보인다.

II. 프레임 동기

수신단에서 가장 먼저 수행되는 것이 신호의 검출이다. 일반적으로 프레임 검출을 위하여 데이터의 시작부분에 특정한 동기 패턴을 붙이거나 특정 패킷을 반복하여 전송한다. 수신단에서는 이미 알고 있는 동기 패턴과 전송되어 온 신호와의 상관관계를 이용하여 신호를 검출하거나, 신호가 전송되기 전의 채널의 전력을 감시하다가 채널의 전력이 임의의 임계치를 초과하여 신호가 도착했다고 판단한

다. 앞의 두 방법 모두 항상 일정한 크기의 메모리와 계산량이 요구된다. 그러나 채널의 상태가 양호한 경우에 이는 메모리의 소모와 불필요한 계산 과정을 유발한다.

채널의 임펄스 응답 $h_c(t)$ 와 AWGN(Additive White Gaussian Noise) $n(t)$ 에 의해 감쇄된 수신 신호 $r(t)$ 는 아래의 식처럼 나타낼 수 있다.

$$r(t) = d(t) * h_c(t) + n(t) \quad (1)$$

여기서 $d(t)$ 는 전송 신호를 나타내고, * 는 컨볼루션(convolution) 연산을 나타낸다.

채널 왜곡이 존재하지 않는 전송, 다시 말해 $h_c(t)$ 가 임펄스 함수(Impulse function)인 경우에 대해 위의 식 (1)은 아래처럼 간략화 될 수 있다.

$$r(t) = \begin{cases} d(t) + n(t) & \text{if data is transmitted} \\ n(t) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

첫번째 단계에서, 수신 신호 $r(t)$ 는 샘플링을 한 후에 LPF(Low Pass Filter)를 통과한다. 여기서 LPF는 수신된 신호에 존재하는 잡음의 영향을 줄이는 역할을 한다. LPF 후의 수신 샘플은 다음과 같다.

$$LPF[r(i)] = \begin{cases} \overline{d}(i) + \overline{n}(i) & \text{if data is transmitted} \\ \overline{n}(i) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

여기서, LPF[·]은 저역 통과 필터의 동작을 나타낸다.

실제 프레임이 도착했는지의 여부를 판단하기 위해서, 정규화된 LPF 출력의 크기(magnitude)와 임계치 T_r 과 비교한다. 정규화된 LPF 출력 $r_M(i)$ 을 구하기 위해, 아래처럼 LPF 출력 크기는 LPF 입력 크기로 나누어진다.

$$r_M(i) = \frac{LPF[r(i)]}{r(i)} \quad (4)$$

위의 식 (4)에 식 (2)와 (3)을 고려하여 적용하면 아래와 같이 나타내어진다.

$$r_M(i) = \begin{cases} \frac{\overline{d}(i) + \overline{n}(i)}{d(i) + n(i)} & \text{if data is transmitted} \\ \frac{\overline{n}(i)}{n(i)} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

$n(i) \gg \bar{n}(i)$ 이기 때문에, 데이터가 존재하지 않는 경우에 $r_M(i) \rightarrow 0$ 에 근사화된다. 데이터가 존재하는 경우에는 $r_M(i)$ 은 그렇지 않은 경우와 비교하여 큰 값을 가지게 된다. 제안된 알고리즘에서는 이 점에 착안하여 신호비 $r_M(i)$ 가 임계치 Γ 를 초과시에 신호의 존재 가능성이 높다고 판단하고, 기존의 상관 알고리즘을 수행한다. 이 방식은 기존의 상관 알고리즘과 비교하여 불필요한 메모리의 필요량과 계산량을 줄일 수 있으며, LPF의 성능과 신호비 Γ 의 임계치에 따라 알고리즘의 성능이 좌우된다. 그렇지 않으면 다음 수신 샘플에 대해 앞에서 제시한 과정을 반복적으로 수행한다.

III. 주파수 동기

주파수 옵셋은 크게 정수배 주파수 옵셋과 소수배 주파수 옵셋으로 구분할 수 있다. 여기서는 정수배 주파수 옵셋을 추정하기 위한 알고리즘을 제안한다. 정수배 주파수 옵셋의 경우 수신신호가 순환 밀립(Cyclic Shift)되어 나타나므로 수신단에서는 이 특성을 이용하여 수신신호와 이미 알고 있는 기준 신호정보를 이용한다. 이미 알고 있는 기준 신호정보에 대해서 수신신호를 순환시키면서 상관값을 구하여 상관값이 최대가 되는 지점을 주파수 오차의 정수배에 해당하는 양으로 결정한다.

$$\max_d \left[\sum_{k=0}^{N-1} X((k+d))_N Z(k)^* \right] \quad (6)$$

여기서, $X(k)$ 는 DFT후의 k 번째 수신신호, $Z(k)$ 위는 수신단에서 이미 알고있는 k 번째 기준신호정보를 의미한다. $((k+d))_N$ 은 modulo- N 더하기 기호이며, $X(k)$ 와 $Z(k)$ 는 모두 주파수 영역에서의 신호이다. 이 방법의 경우, 미세 시간동기가 맞지 않은 경우에는 주파수 오차를 보정할 수 없는 문제점이 있다.

다른 알고리즘으로 수신단에서의 기준 신호를 이용하여 채널의 임펄스 응답(CIR : Channel Impulse Response)을 구할 수 있다. 수신신호를 FFT한 후에 얻어진 k 번째 신호를 X_k , 수신단에서 이미 알고있는 k 번째 기준신호를 Z_k 라고 할때, 채널 임펄스 응답은 식(7)과 같이 나타내어진다.

$$h_n = IFFT(X_k Z_k^*) \quad (7)$$

만약 기준신호 Z_k 가 k 에 대해 상관관계가 없도록 디자인되었다면 정수배 주파수 오차가 0인 경우에만 최대치가 발생하고 그렇지 않은 경우에는 잡음이 된다. 이 같은 관계를 이용하여 수신신호를 순환시켜 최대치가 발생하는 회전량을 찾으면 그 값이 주파수 오차의 정수배에 해당된다.

$$\max_{\Delta f_i} \left[\max_{power} IFFT(X_{k+\Delta f_i} Z_k^*) \right] \quad (8)$$

이 방식은 시간동기오차에 상관없이 모든 경우에 적용이 가능하나, IFFT를 사용하기 때문에 복잡하고 계산량이 많다는 단점이 있다.

1. 주파수 옵셋 추정기 I

제안한 주파수 옵셋 추정 알고리즘은 크게 두 단계로 구분할 수 있는데, 첫번째 단계에서는 시간 오차로 인한 위상의 회전 정도는 시간 동기 오차와 부반송파의 위치에 비례하는 것에 착안하여 상관을 취할 대역을 분할함으로써 이의 영향을 줄이는 효과를 거두게 된다.

N_s 개의 대역으로 분할한다고 할때, m 번째 대역에서의 부분 상관치는 다음과 같다.

$$\Omega_m^p(i) = \sum_{k=m(N/N_s)}^{(m+1)N/N_s-1} Z_k X_k^*(i) \quad (9)$$

이와 같이 비선형적으로 구해진 N_s 개의 부분 상관치를 취하여 구해진 평균 전 대역 상관치는 식(10)으로 나타내어진다.

$$\Omega_m^f(i) = \sum_{m=0}^{N_s-1} |\Omega_m^p(i)| \quad (10)$$

식(9)에 의해 얻어진 부분 상관 함수를 사용함으로써, 위상의 회전 정도는 각 상관 대역으로 감소된다.

다음 단계에서는 앞에서 구해진 상관치가 임계치 N_c 를 초과하면 추정된 옵셋이 신뢰성 있는 정보라고 판단하여 CIR 방식을 도입한다. 그리하여 임계치를 초과한 옵셋에 대해서만 CIR 방식을 채택하게 되므로 CIR 방식과 비교하여 계산량이 줄어드는 이점이 있다. 따라서 제안한 알고리즘은 상관 분할 대역의 개수(N_s)와 임계치(N_c)에 따라 성능이 좌우된다. 시스템의 성능과 복잡도를 고려하여 적절한 N_c 의 선택이 요구된다.

제안된 주파수 오프셋 추정 알고리즘을 단계별로 살펴보면

< 1 단계 > 초기화

알고리즘의 모든 파라미터를 '0'으로 초기화 한다.

< 2 단계 > 부분 대역 상관

i 번째 순환 밀립인 경우에 대해 부분 대역 상관 $\Omega_m^p(i)$ 을 구한다. $m=N_s$ 이면 전 대역 상관을 구하는 3 단계로 이동하고, 그렇지 않으면 $|\Omega_m^p(i)|$ 과 λ_m^p 을 비교한다. $|\Omega_m^p(i)| > \lambda_m^p$ 이면 λ_m^p 에 $\Omega_m^p(i)$ 값으로 업데이트하고 N_d 를 증가시킨다. 이와 같은 동작은 $m=N_s$ 이 될때까지 계속 반복한다.

< 3 단계 > 전 대역 상관

i 번째 cyclic shift인 경우에 대해 2단계에서 구해진 부분 대역 상관치를 조합하여 전대역 상관치를 구한다. $|\Omega_m^f(i)| > \lambda_m^f$ 이면 λ_m^f 에 $\Omega_m^f(i)$ 값으로 업데이트하고, N_d 와 N_c 를 비교한다. $N_d > N_c$ 이면 다음 단계로 이동하여 보다 신뢰성 있는 추정 오프셋을 구하기 위하여 추가적인 알고리즘을 도입하고, 그렇지 않은 경우에는 N_d 을 '0'로 초기화 하고 이전 1 단계로 가서 앞의 과정을 반복적으로 수행한다.

< 4 단계 > CIR 방식 도입

2. 주파수 오프셋 추정기 II

ISI(Inter Symbol Interference)와 위상 오프셋이 존재하지 않은 경우에 k 번째 수신 샘플은 다음과 같이 나타난다.

$$r(k) = ad(k)\exp(j2\pi f_d k T_s) + n(k) \quad (11)$$

여기서 $d(k)$ 는 이미 알고 있는 프리앰블 시퀀스이고, f_d 는 보상하고자 하는 주파수 오프셋, $n(k)$ 는 AWGN 샘플을 나타낸다. 그리고 T_s 는 심볼 주기, α 는 채널 왜곡이다.

$$\sum_{n=1}^N |r(n)d^*(n)| = \sum_{n=1}^N |ad(n)d^*(n)| = \alpha\rho \quad (12)$$

$$\sum_{n=1}^N |r(n)r^*(n)| = \zeta \quad (13)$$

여기서, N 은 프리앰블의 길이, ρ 와 ζ 는 각각 프리앰블과 수신 시퀀스의 전력을 나타낸다. 식 (12)를 정규화 하기 위해 아래와 같이 수신 샘플의 전

력으로 나누어진다.

$$\frac{\sum_{n=1}^N |r(n)d^*(n)|}{\sum_{n=1}^N |r(n)r^*(n)|} = \frac{\alpha\rho}{\zeta} = \Delta \quad (14)$$

$\Delta \cong 1$, 즉 무왜곡 상태라고 가정하면 식(15)에서 처럼 근사화된다.

$$\frac{\sum_{n=1}^N r(n)d^*(n)}{\sum_{n=1}^N |r(n)r^*(n)|} \cong \exp(j2\pi f_d k T_s) \quad (15)$$

주파수 오프셋을 추정하기 위해서, 식 (15)를 N-point FFT 수행하고 난 후의 결과는 다음과 같다.

$$FFT_M[\exp(j2\pi f_d k T_s)] = 2\pi\delta(2\pi(f - f_d)) \quad (16)$$

일반적으로 주파수 오프셋 f_d 는 정수배 오프셋 f_d^i 와 소수배 오프셋 f_d^f 로 구성되어 있다.

$$f_d = f_d^i + f_d^f \quad (17)$$

그림 1에서는 발생한 주파수 오프셋의 종류에 따른 주파수 영역에서의 크기 스펙트럼을 나타낸다. 이는 FFT 누설(leakage) 현상으로 소수배 주파수 오프셋이 발생시에는 그 주변 주파수에서도 오프셋의 영향이 나타나게 된다.

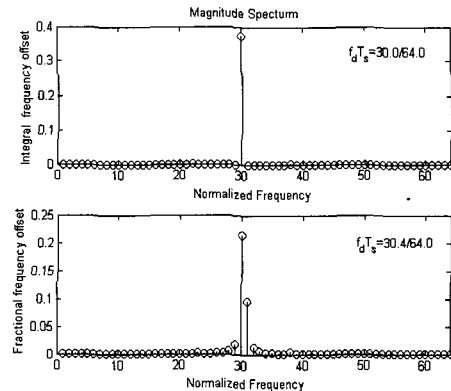


그림 1. 발생한 주파수 오프셋의 종류에 따른 주파수 영역에서의 크기 스펙트럼
(위) 정수배 주파수 오프셋 발생시
(아래) 소수배 주파수 오프셋 발생시

제안 알고리즘에서는 부가적인 알고리즘 없이 FFT 누설 현상을 이용하여 미세 주파수 오프셋을 추정한다. 먼저 정규화된 수신 샘플은 식(16)에 나타난 것처럼 FFT과정을 수행한다. 그런 다음 주파수 영역에서의 샘플 크기 스펙트럼 $\Pi(f)$ 를 구한다. 발생한 주파수 오프셋에 따른 $\Pi(f)$ 는 다음과 같다.

$$\Pi(f) = \begin{cases} |2\pi - \epsilon(f)| & \text{if } f = f_d \text{ and } f = \Delta f \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

여기서, $\epsilon(f)$ 과 Δf 는 각각 소수배 주파수 오프셋에 의해 발생하는 왜곡의 크기와 주파수 위치를 나타낸다.

주파수 영역에서 연이은 두개의 이산 샘플의 전력 합이 가장 크게 나타나는 곳의 주파수를 신뢰성 있는 정수배 주파수 오프셋의 후보로 고려된다.

$$\hat{\gamma}_d^i = \arg \max_f [\Pi(f) + \Pi(f+1)] \quad (19)$$

추정하고자 하는 소수배 주파수 오프셋은 아래와 같이 FFT 누설 현상으로 발생한 주파수 영역에서의 크기 스펙트럼에 대해 보간(interpolation) 기법을 적용함으로써 추정한다.

$$\hat{\mathcal{T}}_d^f = \frac{\Pi(\hat{\mathcal{T}}_d^i + 1)}{\Pi(\hat{\mathcal{T}}_d^i) + \Pi(\hat{\mathcal{T}}_d^i + 1)} \quad (20)$$

그리하여 추정된 주파수 오프셋은 다음과 같다.

$$\hat{\mathcal{T}}_d = \hat{\mathcal{T}}_d^i + \hat{\mathcal{T}}_d^f \quad (21)$$

그러나 만약 정수배 주파수 오프셋만 발생한 경우 위의 식 (20)을 적용함으로써 추정 오차가 커지게 된다. 이와 같은 경우를 방지하기 위해, 식 (19)에서 선택된 두개의 크기 샘플의 비를 이용한다. 이 크기 샘플의 비가 임계치 Γ 를 초과할 경우에는 식 (20)(21)이 사용된다. 그렇지 않은 경우에는 추정된 주파수 오프셋 $\hat{\mathcal{T}}_d$ 는 $\hat{\mathcal{T}}_d^i$ 로 구해진다.

IV. 모의 실험 및 결과

여기서는 앞에서 제안한 프레임 동기 기법과 주파수 동기 기법의 성능을 시뮬레이션을 통해 분석한다. 시뮬레이션 파라미터는 표 1에 나타난 것과 같다.

1. 제안한 프레임 동기 기법의 성능분석

그림 2는 HIPERLAN 채널 A 모델 SNR 10dB 환경에서 기존의 전 대역 상관을 취한 방식과 제안한 프레임 검출기의 검출 확률 분포를 비교한 것이다. 여기서 사용한 프레임 검출기의 임계치는 0.8로 설정하였다. 그림에서 동일한 조건하에서 기존의 상관을 이용한 방식과 비교하여 검출 확률분포는 거의 유사하게 나타난다는 것을 알 수 있다. 그림 3에서는 Γ_r 에 따른 제안 프레임 검출기의 성능을 보기 위하여 신호 검출 실패확률 (Detection Failure : DF)과 신호시작 이전에 검출할 확률 (False Alarm : FA)을 사용한다. 그림에서의 SNR은 10dB이다. $\Gamma_r = 0.4$ 인 경우, 신호 검출 실패 확률은 $\Gamma_r = 0.8$ 인 경우와 비교하여 낮게 나타나며, 반대로 신호 시작 이전에 검출할 확률은 높게 나타남을 알 수 있다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

Parameters	Value
Sampling rate $f_s = 1/T$	20 MHz
# of FFT point	64
# of data sub-carriers	48
# of pilot sub-carriers	4
# of tap of LPF	10
Channel Model	HIPERLAN Channel A (NLOS)
Average Delay Spread	50 ns (typical office environment)

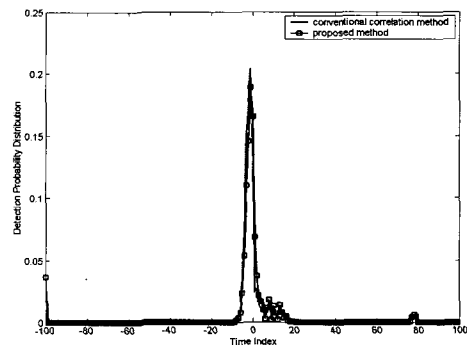


그림 2. 프레임 검출 성공 확률 비교

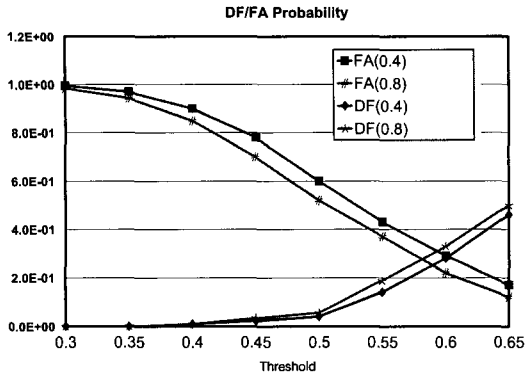


그림 3. 다양한 임계치에 따른 제안된 프레임 검출기의 성능 비교

우수함을 알 수 있다.

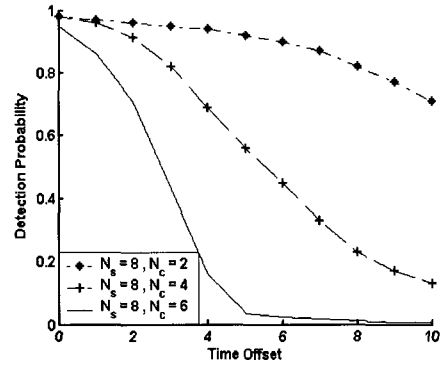


그림 5. 다양한 N_c 에 따른 검출 성능 비교

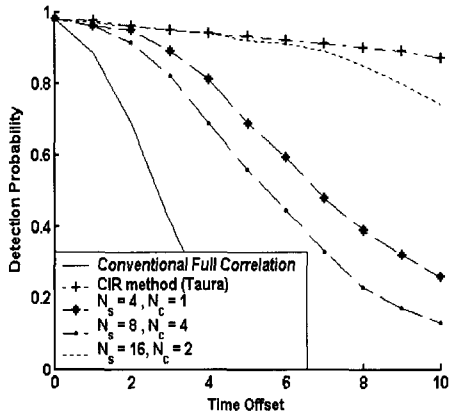


그림 4. 제안된 주파수 오프셋 추정기의 기존 추정기와의 검출 확률 비교

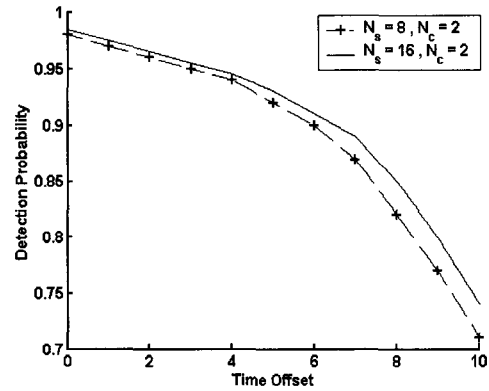


그림 6. N_s 에 따른 검출 성능 비교

2. 제안한 주파수 오프셋 추정기 1의 성능분석

기존의 전 대역 상관을 이용한 추정 방식과 채널의 임펄스 응답(CIR)을 이용한 기존의 두 방식과 제안한 오프셋 추정기의 성능을 비교 분석한다.

그림 4는 앞에서 제시한 기존의 두 가지 오프셋 추정 방식과 제안한 오프셋 추정기와의 검출 실패 확률 성능을 비교한다. 그림에서 기존의 전 대역 상관을 이용한 오프셋 추정 방식보다 제안한 오프셋 추정 기법은 시간 오차에 의한 영향에 강한 특성을 보인다. 채널 임펄스 응답(CIR)을 이용한 오프셋 추정 기법은 아주 우수한 성능을 보였는데, 제안한 주파수 동기 기법은 N_s 와 N_c 의 값을 조정함으로써 성능 개선 정도를 조정한다.

그림 5는 $N_s=8$ 인 경우 다양한 N_c 에 따른 검출 성능을 비교한다. N_c 의 값이 작을수록 검출 성능이

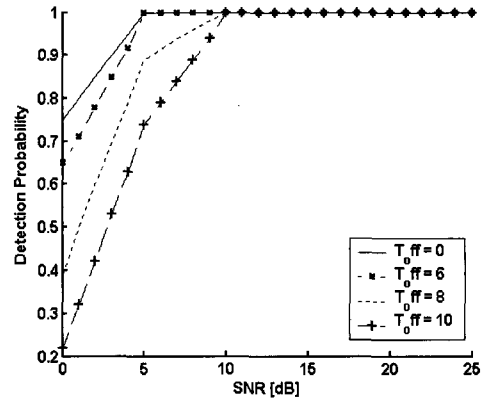


그림 7. SNR에 따른 제안된 주파수 오프셋 추정기의 검출 성공 확률 비교

그림 6에서는 $N_c=2$ 인 경우에 다양한 N_s 의 값에 따른 검출성능을 보인다. 분할 대역의 갯수 N_s 를 작게 할수록 위상 회전의 영향을 줄일 수 있어 성능 향상을 가져옴을 알 수 있다. 그림 7에서는 SNR에 따른 검출 확률 성능을 보인다. SNR 10dB 이상에서는 제시된 시간 오프셋에 대해 우수한 성능을 보여준다.

3. 제안한 주파수 오프셋 추정기 II의 성능분석

그림 8과 그림 9는 각각 정수배 주파수 오프셋(30.0/64.0)과 소수배 주파수 오프셋(30.4/64.0)이 발생한 경우의 추정 오차 분산에 대해 나타낸다. 두 그림으로부터 정수배 주파수 오프셋과 소수배 주파수 오프셋 모두를 고려한 경우, 최적의 임계치는 0.2~0.3 사이의 값을 알 수 있다.

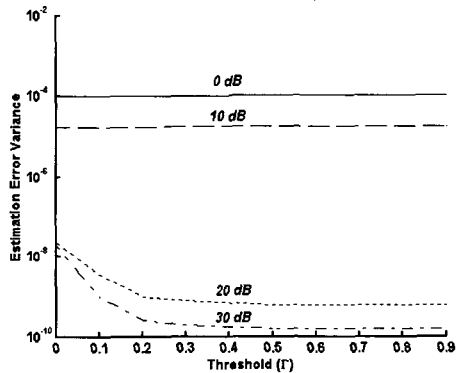


그림 8 제안된 주파수 오프셋 추정기 II의 추정 오차 분산 (정수배 오차만 발생한 경우 : 30.0/64.0)

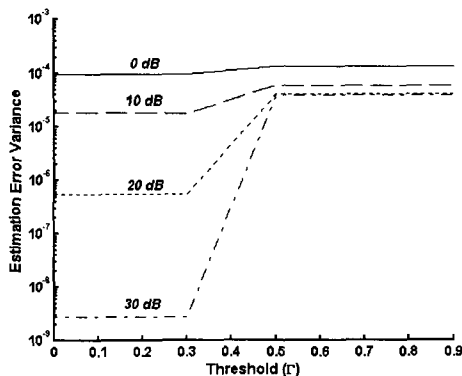


그림 9 제안된 주파수 오프셋 추정기 II의 추정 오차 분산 (소수배 오차 발생한 경우 : 30.4/64.0)

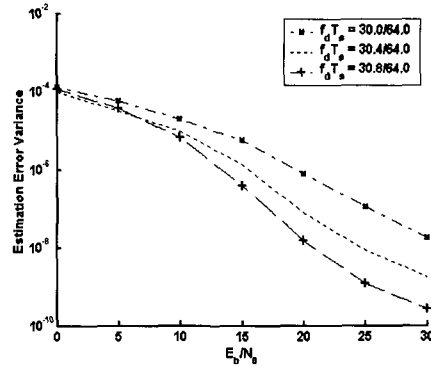


그림 10. 발생 주파수 오프셋에 따른 추정 오차 분산

그림 10은 앞의 두 그림 8과 9로부터 얻어낸 최적의 임계치 Γ 가 0.25인 경우에, 발생한 주파수 오프셋에 따른 추정 오차 분산 성능을 보인다.

참 고 문 헌

- [1] ETSI, Broadband Radio Access Network (BRAN): HIPERLAN type 2 technical specification : Physical Layer, RTS /BRAN -0023002-R1, Nov. 2000.
- [2] 정한욱, 무선 LAN 기술 동향과 전망, 전자신문, Jan. 2002.
- [3] Richard van Nee et.al., OFDM wireless multimedia communications, Artech House Publishers, pp. 33-51, 2000.
- [4] L. Hanzo et. al., Single-and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation, Wiley, pp. 423-446, 2000.
- [5] Paul. H Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," IEEE Trans. on Commun., Vol.42, No. 10, Oct. 1994.
- [6] Norbert J. L and Phillips Co., "System for Broadcasting and Receiving Digital data, Receiver and Transmitter for use in such system," United States Patent, Patent Number 5,550,812, Aug. 1996.
- [7] K. Taura et. al., "A Digital Audio Broadcasting(DAB) receiver," IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 42, No.3,

