

# 근거리 무선 Bluetooth 시스템에서의 채널 추정 및 DC-offset 추정 기법

정희원 백종호\*, 박철희\*, 유영환\*, 주민철\*, 권기원\*, 조진웅\*

## Channel estimation and DC-offset estimation techniques for short-ranged Bluetooth Systems.

Jong-Ho Paik\*, Cheol-Hee Park\*, Young-Hwan You\*, Min-Chul Ju\*, Ki-Won Kwon\*,  
Jin-Woong Cho\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 근거리 무선 Bluetooth 시스템에서의 채널 추정 방식 및 DC-offset 추정 방식을 제안한다. 통화 연결 상태에 있는 Bluetooth 수신기는 ad-hoc 네트워크상을 형성하기 위해 서로의 액세스 코드를 알고 있는데, 제안된 방식에서는 액세스 코드가 추정치 생성을 위한 기준 값으로 사용한다. 제안된 추정 방식은 프레임과 스펙트럼 효율이 저하없이 구현이 가능하며, 비교적 적은 하드웨어 복잡도로 정확한 추정 능력을 가짐을 확인할 수 있다.

### ABSTRACT

This paper is concerned with a channel estimation and a DC-offset estimation techniques in a short-ranged Bluetooth system. Each of the Bluetooth devices in the connection state knows the access codes of the others in order to establish the ad-hoc networks, which is utilized as a reference signal for the parameter estimation. The proposed estimators can be implemented without degradation of frame and spectral efficiency thanks to using the access code specified for the Bluetooth system, and also they have a capability of estimating the distortion with moderate hardware complexity.

### I. 서 론

최근 들어 personal area network (PAN) 기술에 대한 중요성이 대두되면서 Home RF, IEEE 802.11, Bluetooth와 같은 근거리 무선 통신 시스템에 관심이 집중되고 있다<sup>[1][3]</sup>. 특히, 1998년 에릭슨, 노키아, IBM, 도시바, 인텔을 주축으로 현재 9개 회사가 프로모터가 되어 진행중인 Bluetooth 시스템은 저가 및 경량의 통신 방식에 중점을 두고 개발을 진행하고 있다.

2.4 GHz industrial scientific medical (ISM) 대역에서 동작하는 Bluetooth 시스템은 신호 크기 및 위상 왜곡과 DC-offset으로 인해 성능의 저하가 발

생한다. 특히, 앞에서 언급한 저가 및 경량 시스템을 구현하기 위해, 기존의 Bluetooth 시스템에서는 DC-offset 보상을 위해 짧은 preamble과 trailer만을 사용하고 있기 때문에 정확한 DC-offset 예측 및 preamble 구간내에서 패킷 동기의 보장이 비교적 어렵다<sup>[1]</sup>. 더욱이 수신기 성능과 복잡도의 trade-off를 고려해서 채널 추정기는 사용하고 있지 않은 실정이다. 이와같은 문제점을 해결하기 위해서 비교적 적은 하드웨어 복잡도를 가지고 효과적으로 채널 추정이 가능한 기법이 제안되었다<sup>[4]</sup>.

본 논문에서는 Bluetooth 시스템에서의 채널 추정 기법 및 DC-offset 추정 기법을 제안한다. 제안된 방식은 수신단에서 알고 있는 액세스 코드를 이용하

\* 전자부품연구원 시스템 IC연구센터  
논문번호: 00334-0821, 접수일자: 2000년 8월 21일

여 채널 추정 및 DC-offset 추정을 위한 기준 신호를 생성한다. 채널 추정기의 경우에는 전송된 액세스 코드에 대한 Gaussian frequency shift keying (GFSK) 신호를 재생성하고, DC-offset 추정기의 경우에는 액세스 코드에 대한 Gaussian low-pass filter (GLPF) 출력값을 재생성하게 된다. 모의 실험 결과로부터 제안된 추정 방식들이 비교적 적은 하드웨어 복잡도를 가지며, 프레임과 스펙트럼 효율을 저하없이 정확한 추정 능력을 보임을 확인 할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 Bluetooth 시스템의 개요를 기술하고, 3장에서는 Bluetooth 송수신기의 구조 및 채널 모델링에 대하여 설명한다. 4장과 5장에서는 각각 Bluetooth 시스템에서의 채널 추정기 및 DC-offset 추정기를 제안하고, 또한 모의 실험을 통하여 추정 능력 및 비트 에러율 관점에서 성능을 분석한다. 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. Bluetooth 시스템

Bluetooth 시스템은 무선 채널 환경하에서 다중 액세스 방식으로 frequency-hop/ time-division-duplex (FH/TDD)를 사용하며, 슬롯이라고 불리는 625  $\mu$ sec 구간으로 나뉘어진다. 각 슬롯에 대하여 서로 다른 홉 주파수가 사용되며, 홉 비율은 1,600hops/sec이다. 하나의 패킷은 interval/slot 단위로 전송되며, 그 다음의 슬롯들은 TDD 모드로 전송이 되어 송신과 수신을 교대로 한다.

같은 채널을 공유하는 2개 또는 그 이상의 장치는 piconet을 형성하고, 하나의 장치는 piconet에서의 전송을 제어하는 master로 동작하며 다른 장치들은 slave로 동작한다. 주파수 홉 채널은 주파수 홉 시퀀스와 이 시퀀스의 위상에 따라 결정된다. Bluetooth 시스템의 시퀀스는 piconet master 장치의 주소에 의해 결정되며, 위상은 master의 시스템 클럭에 의하여 결정된다. Slave 장치에서 master 클럭을 발생시키기 위해서 slave는 자신의 native 클럭에 옵셋을 더한다. 매우 긴 주파수 홉 시퀀스의 반복률 (23시간 이상)은 클럭에 의하여 결정된다. 주어진 채널 상에서 모든 장치가 홉 선택 박스의 입력으로 같은 주소와 클럭을 사용한다면, 각각의 장치는 계속해서 같은 홉 캐리어를 선택하여 동기가 유지된다. 또한 모든 piconet은 고유한 채널을 발생시키는 master 파라미터의 집합을 가지고 있다<sup>[5]</sup>. 표 1은 Bluetooth 시스템의 무선 파라미터를 나타낸다.

표 1. Bluetooth 시스템 특성

Technique	Bluetooth
Frequency range	2.4 GHz ISM band
Physical layer	FHSS with GFSK modulation, 1600hops/sec
Channel access	Master-Slave, TDD
Raw data rate	1Mbps
Range	10m ~ 100m
Out power	1mW (100mW for 100m)
Error robustness	1/3 FEC, 2/3 FEC, ARQ Type 1
Speech coding	64Kbps with CVSD / log PCM
Security	Minimal built-in PHY

## III. Bluetooth 송수신기 및 채널 모델링

본 절에서는 Bluetooth 송신기 구조 및 채널 모델링에 관하여 3.1절에서 기술한다. 3.2절에서는 Bluetooth 수신기의 전체적인 구조를 간략하게 살펴본다.

### 3.1 Bluetooth 송신기 및 채널 모델링

그림 1은 GFSK 송신단의 구조를 나타낸다. Piconet 채널에서 데이터는 패킷 형태로 전송되는데, 이 패킷의 구조는 그림 2와 같이 액세스 코드, 헤더, payload로 구성되어 있다. 액세스 코드는 동기, DC-offset 보상 및 인증을 위해 사용된다. 액세스 코드와 헤더는 각각 72, 54 비트의 고정된 크기를 가지는 반면에 payload는 0~2745 비트의 크기를 가진다. 패킷 헤더에는 FEC가 더해진후, 스램블링되고 FEC 인코딩이 적용된다. Payload의 경우에는 암호화 과정이 추가로 포함된다. 간단한 구조와 구현상의 용이함으로 인해 Bluetooth 송신단에서는 0.28~0.35 사이의 변조 인덱스를 가지는 이진 GFSK 변조 방식을 사용한다. 그림 1에서 전송되는 GFSK 신호  $p(t)$ 과 GLPF 출력값  $g(t)$ 는 [6]에서 정의되어 있다.

Bluetooth 시스템은 주로 사무실이나 가정, 그리고 공장과 같은 옥내 환경에서 운용될 것으로 예상되고 있다. 옥내 무선 통신 환경은 실외 이동 통신

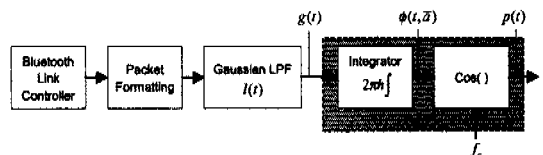


그림 1. GFSK 송신단 구조

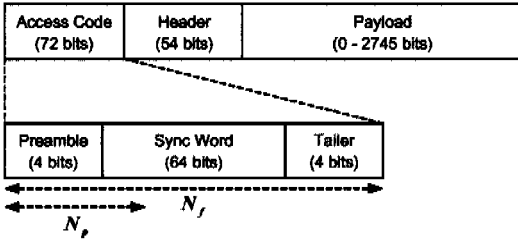


그림 2. Bluetooth 시스템 패킷 형식

처럼 다중 반사, 섀도우잉(shadowing) 등으로 인하여 많은 전송 문제를 초래한다. 현재까지 육내 무선 채널을 모델링하고 파워 지연 확산 등을 측정하여 그 통계적인 특성을 분석하는 등 이에 관련된 많은 연구가 있었다<sup>[7]-[9]</sup>. 일반적으로 육내 무선 채널은 다중 경로 전송으로 인하여 수신된 신호가 시간 퍼짐(time dispersion)이나 페이딩이라는 왜곡을 가지게 되며, 시간적으로도 채널의 왜곡이 변하게 된다. 이러한 무선 채널의 특성을 결정하는 중요한 변수로는 전력 지연 확산(power delay spread)을 들 수 있다.

2.4GHz ISM 대역에 대하여 다양한 육내 환경에서 얻어진 측정치를 살펴보면 RMS 지연 확산  $\tau_{rms}$  이 20ns ~ 50ns, 최대 지연 확산  $\tau_{max}$  은 30ns ~ 200ns로 주어진다. 또한 주위 환경의 변화나 보통 사람들의 움직임을 기준했을 때 최대 도플러 주파수 확산  $B_d$ 는 10Hz로 가정 할 수 있다<sup>[7]-[9]</sup>. 이러한 측정치를 기준으로 하였을 때 상관 대역폭(coherence bandwidth)  $\Delta f_c$ 과 동일 시간(coherence time)  $\Delta t_c$ 은 각각 식 (1)과 (2)로 주어진다.

$$\Delta f_c \approx \frac{1}{\tau_{rms}} \leq 50 \text{ MHz} \quad (1)$$

$$\Delta t_c \approx \frac{1}{B_d} = 100 \text{ ms} \quad (2)$$

Bluetooth 시스템에서 전송 정보는 1MHz 대역을 차지하고 심볼 주기  $T$ 가 1  $\mu$ s인 이진 GFSK로 변조되어, 625  $\mu$ s의 시간 슬롯을 기준으로 하여 프레임 단위로 전송된다. 식 (1)와 (2)를 기준으로 할 때, Bluetooth 무선 채널은 저속의 주파수 비선택적(slowly varying, frequency non-selective) 페이딩 채널이라고 가정 할 수 있다<sup>[9]</sup>.

### 3.2 Bluetooth 수신기

그림 3은 GFSK 복조기, 채널 추정기, DC-offset

추정기, link quality control 블록, 그리고 액세스 코드 상관기 블록을 포함하는 Bluetooth 수신기의 구조를 나타낸다.

Piconet에서 master Bluetooth 디바이스는 slave의 LAP를 알고 있으며, 각 slave Bluetooth 디바이스들은 master의 LAP을 알고 있다. 따라서, 각 Bluetooth 디바이스는 채널 액세스 코드(CAC), 디바이스 액세스 코드(DAC), 그리고 inquiry 액세스 코드(IAC)와 같은 모든 액세스 코드를 알고 있다. 초기 연결 상태 및 통화 연결 상태에서의 액세스 코드 상관기의 구조와 성능 분석은 [10]에서 언급되어 있다. 또한 [11]에서는 개루프 및 페루프로 구성되는 link quality control 블록의 구조가 기술되어 있다. 본 논문에서는 채널 추정기와 DC-offset 추정기를 중점을 두고 있으며, 이 방식들은 수신단에서 알고 있는 액세스 코드를 이용하여 왜곡 보상을 수행한다.

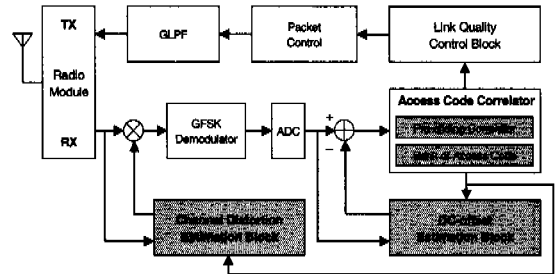


그림 3. Bluetooth 수신기 구조

## IV. Bluetooth 시스템에서의 채널 추정기

채널 추정 방식은 파일럿 신호나 학습 신호를 사용하여 채널 왜곡 보상기에서 필요로 하는 채널 정보를 제공한다. 이 방식들은 특정 주파수를 통해 약속된 신호를 전송하거나 데이터 전송이전에 학습 신호를 전송함으로써 채널 추정값을 구하게 된다. 이로 인해 수신단에서는 주파수 효율성 및 데이터 전송율이 저하되며, 현재 Bluetooth 시스템에서는 수신기 성능과 복잡도의 trade-off를 고려해서 채널 추정기를 적용하고 있지 않다.

본절에서는 Bluetooth 시스템 규격에 정의된 액세스 코드의 특성을 이용한 채널 추정기를 제안한다. 그리고, 제안된 채널 추정기의 성능을 채널 추정 능력과 비트 에러율 관점에서 분석한다.

### 4.1 채널 추정기 구조

그림 4는 채널 추정 블록, 재변조 블록, 그리고 상관 블록을 포함하는 제안된 채널 추정기의 구조를 나타낸다.  $N_p$ 의 길이를 가지는 pre-sliding 액세스 상관은 20  $\mu$ s 동안의 불확정 영역에 걸쳐 정확한 액세스 코드를 탐색한다<sup>[1]</sup>. Pre-sliding 상관은 정확한 수신 슬롯 시간과 채널 추정기의 동작 시점에 대한 trigger 신호를 주게 된다. Trigger 신호가 발생하면 액세스 코드 뱅크로부터 해당되는 액세스 코드가 검출되고, 선택된 액세스 코드를 이용하여 채널 추정을 수행한다. Trigger 신호가 발생하지 않은 경우에 수신기는 다음 수신 슬롯까지 기다리게 된다.

수신단에서는 pre-sliding 상관기에 의해 검출된 알고 있는 액세스 코드를 이용하여 GFSK 변조된 신호를 재생성하고, 이 신호를 채널 추정치 생성을 위한 기준 신호로 이용한다. 재변조된 GFSK 신호와 수신된 GFSK 복조기의 입력 신호를 이용하여 간단한 least-square (LS) 방식을 적용하면 현재 수신한 슬롯에 대한 채널 추정치를 얻어 낸다. 액세스 코드 전체를 수신한 후에, 패킷 헤드의 active member address (AMA)가 일치하게 되면 Bluetooth slave가 동작하게 되고, 예측된 채널 추정치는 625  $\mu$ s 동안의 한 슬롯 동안 쓰이게 된다. AMA가 일치하지 않는 경우에는 다음 수신 슬롯까지 기다리게 된다. 실제로 625  $\mu$ s의 한 슬롯 동안에 채널이 변하지 않기 때문에, 수신된 액세스 코드를 통해 검출된 채널 추정치를 payload에 적용하는 것이 가능하다.

#### 4.2 채널 추정기의 LS solution

본 절에서는 그림 4의 채널 추정 블록에서 LS 방식을 적용하여 채널 추정기를 예측하는 방법에 대해서 설명한다. 그림 5는 제안된 채널 추정 블록의 간략화된 기능 모델을 나타낸다. 수신단에서 이미 알고 있는 액세스 코드는 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\{a_k = \pm 1 | k=0, 1, \dots, N_p-1\} \quad (3)$$

여기서  $N_p$ 는 액세스 코드의 길이를 나타낸다. 액세스 코드를 이용하면 재변조된 GFSK 신호를 식 (4)와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} m'(k) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\omega(kT, \bar{a})} \\ &= s(k)\bar{c} + e(k), \quad k=N_p, N_p+1, \dots, N_f-1 \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $E$ 는 심볼당 에너지,  $T$ 는 심볼 주기,

$\omega(kT, \bar{a})$ 는 정보를 포함하는 위상 함수,  $s(k)$ 는 수신된 GFSK 신호,  $\bar{c}^{-1}$ 는 추정된 채널 계수, 그리고  $e(k)$ 는 부정확한 추정으로 인한 어려움을 나타낸다. 채널 왜곡이 없는 경우에 재변조된 GFSK 신호는 수신된 GFSK 변조 신호와 일치하게 된다.

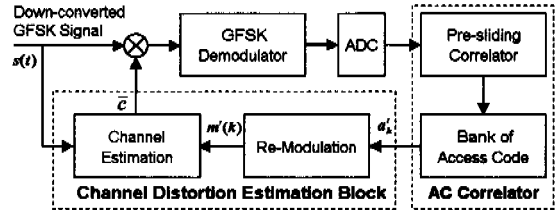


그림 4. 제안된 채널 추정기 구조

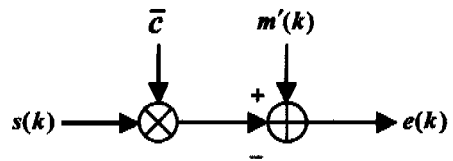


그림 5. 제안된 채널 추정기의 기능 모델

벡터 표현을 위해 식 (5)와 같은  $(N_f - N_p)$  차원의 벡터  $x$ 를 정의한다.

$$x = [x(N_p) \ x(N_p+1) \ \dots \ x(N_f-1)]^T \quad (5)$$

식 (5)의 벡터 표현을 이용하면, 성능 지수인  $I(\bar{c})$ 는 식 (6)과 같이  $e$ 에 대한 euclidean norm으로 표현된다.

$$I(\bar{c}) = (m' - s\bar{c})^H (m' - s\bar{c}) \quad (6)$$

여기서  $m'$ 은 수신단에서 재변조된 GFSK 신호 벡터,  $s$ 는 수신 신호 벡터, 그리고  $H$ 는 Hermitian을 의미한다. 식 (6)을 최소화하는  $\bar{c}$  값은 LS 방식의 해를 구함으로써  $\bar{c}^0 = (s^H s)^{-1} s^H m'$ 임을 쉽게 알 수 있다. 따라서 최적화 해를 이용하면 LS 에러는  $I(\bar{c}^0)_{\min} = m'^H m' - m'^H s \bar{c}^0$ 가 된다.

식 (5)를 이용하면 수신 신호 벡터는 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$s = m\alpha(t_c) + n \quad (7)$$

여기서  $m$ 은 전송된 GFSK 신호 벡터,  $n$ 는 잡음 신호 벡터, 그리고  $\alpha(t_c)$ 는 수신 슬롯 동안의 채널

왜곡 성분을 나타낸다. 식 (7)을 이용하면,  $\bar{c}^0$ 은 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{c}^0 = \frac{c^*(t_c) m^H m' + n^H m'}{|c(t_c)|^2 m^H m + 2 \operatorname{Re}\{c^*(t_c) m^H n\} + n^H n} \quad (8)$$

식 (8)과 같이 추정된 채널 추정치를 이용하면 수신 신호  $s(t)$ 의 위상과 크기는 식 (9)와 같이 보상된다.

$$\hat{s}(t) = \frac{m(t) \{ |c(t_c)|^2 m^H m' + c(t_c) n^H m' \} + n(t) \{ c^*(t_c) m^H m' + n^H m \}}{|c(t_c)|^2 m^H m + 2 \operatorname{Re}\{c^*(t_c) m^H n\} + n^H n} \quad (9)$$

완벽한 동기를 가정하면, GFSK 변조된 신호 벡터  $m$ 는 수신단에서 재변조된 GFSK 신호 벡터  $m'$ 과 일치하게 된다.

### 4.3 모의 실험 결과 및 분석

제안된 채널 추정기의 채널 계수 추정에 대한 성능 분석을 위해  $N_f=72$ ,  $N_b=10$ ,  $B_b T=0.5$ ,  $B=1$  MHz, 변조 인덱스가 0.3인 이진 GFSK를 가정한다.

그림 6은 옥내 이동 채널에서의 채널 크기 및 위상 추정 에러, 그리고 채널 추정 방식을 적용하였을 경우의 비트 에러율을 나타낸다. 정규화된 채널 크기 추정 및 채널 위상 추정 에러는 각각  $\xi_{amp} = \left| \frac{\operatorname{amp}(c(t_c)) - \operatorname{amp}(1/\bar{c}^0)}{\operatorname{amp}(c(t_c))} \right|$ 과  $\xi_{arg} = \left| \frac{\arg(c(t_c)) - \arg(1/\bar{c}^0)}{\arg(c(t_c))} \right|$ 로 정의된다.

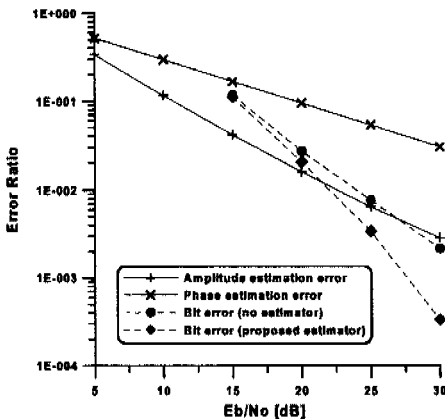


그림 6. 채널 추정기의 비트 에러 확률과 채널 크기 및 위상 추정 에러율

그림 6에서 제안된 채널 추정기가 채널 크기보다 채널 위상을 보다 효과적으로 추정함을 알 수 있다. 채널 위상 에러가 채널 크기 에러에 비해서 주된 왜곡 항이기 때문에, 이러한 채널 위상 에러를 보상함으로써 비트 에러율이 크게 향상됨을 알 수 있다. 현재 Bluetooth 시스템에서는 복잡도와 수신기 성능의 trade-off를 고려하여 채널 추정기를 사용하지 않고 있다. 그러나, 제안된 채널 추정기는 Bluetooth 시스템에서 사용되는 액세스 코드를 이용하기 때문에 적은 하드웨어 추가로 향상된 비트 에러율 성능을 보인다.

## V. Bluetooth 시스템에서의 DC-offset 추정기

A/D 변환기단에서의 DC-offset은 시스템 자체의 시분변 DC-offset과 self-mixing으로 인한 시변 DC-offset의 합으로 나타난다<sup>[12]</sup>. 이러한 DC-offset 값을 제거하기 위해서는 수신된 신호와 수신단에서 발생시키는 기준값의 차를 이용하게 되는데, 기존의 방식은 analog단과 digital단의 기준을 맞추기 위해 다수의 A/D 및 D/A 변환기를 필요로 하기 때문에 수신단의 복잡도를 초래한다. 현재 Bluetooth 시스템은 저가 및 경량 시스템을 구현하기 위해 4비트의 짧은 preamble과 trailer만을 사용하고 있기 때문에 정확한 DC-offset 예측 및 preamble 구간내에서 패킷 동기가 어렵다<sup>[11]</sup>.

본 절에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 수신단에서 이미 알고 있는 액세스 코드를 이용한 DC-offset 추정기에 관하여 기술한다. 그리고 제안된 DC-offset 추정기의 성능을 채널 추정 능력과 비트 에러율 관점에서 분석한다.

### 5.1 Analog DC-offset 추정기

그림 7은 제안된 DC-offset 추정기의 구조를 나타낸다. Pre-sliding 상관기의 기능은 앞절의 채널 추정기에서와 동일하다. 마찬가지로 pre-sliding 상관기에서 trigger 신호가 발생하면 DC-offset 추정기가 동작하게 된다. 수신기에서는 pre-sliding 상관기에 의해서 검출된 액세스 코드에 대한 GLPF 출력 신호를 생성하여 DC-offset 값을 추정하기 위한 기준 신호로 사용하게 된다. 즉, FM discriminator를 통과한 수신 신호와 액세스 코드에 대한 재생성된 GLPF 출력 신호를 비교함으로써 DC-offset 추정치를 예측하게 된다. 채널 추정기에서와 마찬가지로

AMA를 체크한 후에 동일한 과정을 수행한다.

수신단에서 알고 있는 액세스 코드를 이용하여 액세스 코드  $a_k$ 에 대한 GLPF 출력값  $g'(t)$ 은 식 (10)과 같이 재생성할 수 있다.

$$g'(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k v(t-kT) \quad (10)$$

Pre-sliding 상관기에 선택된 액세스 코드에 대한 재생성 신호는 look-up 테이블을 이용하여 쉽게 구현할 수 있으며, 신호는  $\beta/T$ 배로 오버 샘플링하게 된다. 따라서

look-up 테이블에 저장되는 샘플값들은 식 (11)과 같이 표현된다.

$$g'(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k v(nT/\beta - kT), \quad n=0, 1, \dots, \beta N_f - 1 \quad (11)$$

Look-up 테이블을 이용하여 선택된 액세스 코드에 대한 재생성 신호는  $(N_f - N_p)\beta$  샘플에 대해서 가산 평균값을 구하고, 이 값을 DC-offset 추정기의 기준 신호로 사용한다. 재생성된 액세스 코드에 대한 가산 평균값  $M_s$ 는 식 (12)와 같이 구해진다.

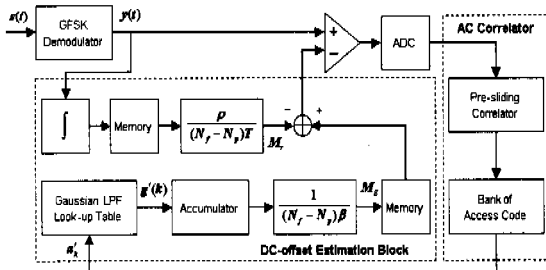


그림 7. 제안된 DC-offset 추정기 구조

$$M_s = \frac{1}{(N_f - N_p)\beta} \sum_{n=\beta N_s}^{\beta N_f - 1} \sum_{k=0}^{N-1} a_k v(nT/\beta - kT) \quad (12)$$

반면에 수신 신호에 대한 FM discriminator 출력값을  $(N_f - N_p)T$  구간동안 적분하면 식 (13)과 같이 평균값을 구할 수 있다.

$$M_r = \frac{\rho}{(N_f - N_p)T} \int_{N_s T}^{(N_f - 1)T} y(t) dt \quad (13)$$

여기서  $\rho = 1/(\pi k)$ 는 정규화 상수이다. 식 (12)와 (13)을 이용하면 DC-offset 추정치  $d = M_s - M_r$ 를

그림 7에서와 같이 구할 수 있다.

### 5.2 Digital DC-offset 추정기

그림 7에서 도시된 DC-offset 추정기는 실제로 구현하기 위해서는 메모리와 accumulator와 같은 기억 소자들을 analog단에서 구현하여야 하는 어려움이 존재한다. 이절에서는 제안된 analog DC-offset 추정기를 digital 회로로 효율적으로 구현하는 방법에 대해서 기술한다.

Digital DC-offset 추정기에서 재생성된 기준 신호  $g'(k)$ 는 식 (11)에서  $\beta=1$ 인 경우와 동일한 형태를 가지며 샘플링된 FM discriminator 출력값  $y(k)$ 에 대해서 식 (14)와 같이 표현할 수 있다.

$$g'(k) = \rho(y(k) - d - e(k)) \quad (14)$$

여기서  $e(k)$ 는 부정확한 추정으로 인한 에러항을 나타낸다. 식 (5)를 이용하면, 성능 지수인  $I(d)$ 는 식 (15)와 같이  $e$ 에 대한 euclidean norm으로 표현된다.

$$I(d) = (y - g'/\rho - d)^T (y - g'/\rho - d) \quad (15)$$

여기서  $g'$ 는 액세스 코드에 대한 GLPF 출력 신호 벡터,  $d$ 는 추정된 DC-offset 신호 벡터를 나타낸다. 앞절에서와 마찬가지로 식 (15)의 성능 지수에 대해 LS 최적화 해는 식 (16)과 같이 구해진다.

$$d = \frac{1}{N_f - N_p} \left( \sum_{k=N_s}^{N-1} y(k) - \frac{1}{\rho} \sum_{k=N_s}^{N-1} g'(k) \right) \quad (16)$$

식 (16)을 이용하면 제안된 DC-offset 추정기는 그림 8과 같이 digital 단에서 처리할 수 있다. 이 구조에서 상수  $\rho$ 는 채널과 수신기의 조건에 따라 변하게 된다. 이 값은 방정식  $\partial I/\partial(1/\rho) = 0$ 을 계산함으로써 계산되며, 결과치는 식 (17)과 같다.

$$\rho = g'^T g' / (y^T g' - g'^T d) \quad (17)$$

식 (16)과 (17)에서  $I(d)$ 를 최소화하는 DC-offset 값은 식 (18)과 같이 구할 수 있다.

$$d = \frac{g'^T g' \sum_{k=N_s}^{N-1} y(k) - y^T g' \sum_{k=N_s}^{N-1} g'(k)}{(N_f - N_p) g'^T g' - \left\{ \sum_{k=N_s}^{N-1} g'(k) \right\}^2} \quad (18)$$

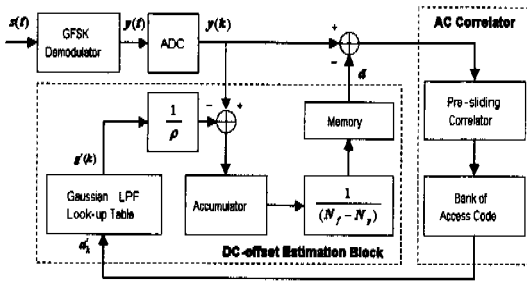


그림 8. Digital 단에서 구현된 DC-offset 추정기

식 (18)은 그림 8에서 최종적인 DC-offset 추정기가 가지는 수학적 표현을 나타낸다. 따라서 앞 절에서 제안된 analog DC-offset 추정기가 digital 단으로 쉽게 구현될 수 있음을 알 수 있다.

### 5.3 모의 실험 결과 및 분석

제안된 채널 추정기의 채널 계수 추정에 대한 성능 분석을 위해 4절에서 사용한 시스템 및 채널 파라미터를 동일하게 적용한다. 제안된 DC-offset 추정기의 성능 분석을 위해 그림 2에 도시된 패킷 구조에서 preamble과 tailer 비트만을 사용하는 기존의 DC-offset 추정기와 비교한다.

그림 9는 제안된 DC-offset 추정기와 기존의 방식과의 추정 능력을 DC-offset이 각각 5%와 10% 인가된 환경에서 비교한 것이다. 그림 9로부터 제안된 방식이 기존 방식에 비해서 넓은 범위의  $E_b/N_0$ 에 대해서 DC-offset 값을 정확하게 추정함을 확인할 수 있다.

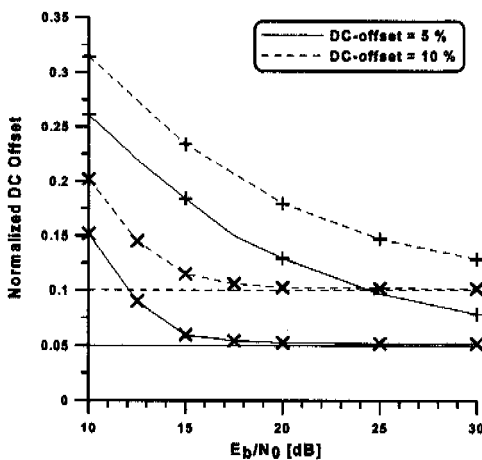


그림 9. DC-offset이 5%와 10% 인가된 환경에서 제안된 DC-offset 추정기와 기존 방식과의 추정 능력 비교 (+ : 기존 방식, x : 제안된 방식, none : DC-offset 값)

그림 10은 DC-offset이 각각 10%와 50% 인가된 환경에서 비트 에러율 성능을 비교한 것이다. 그림 10에서는 DC-offset 추정기를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우, 그리고 DC-offset이 존재하지 않는 경우를 모두 나타내고 있다. DC-offset이 50%인 경우에 비트 에러율  $10^{-2}$ 에서 이상적인 경우로부터의  $E_b/N_0$  저하는 기존의 방식이 5.5dB, 제안된 방식이 1.5dB에 해당함을 알 수 있다. 반면에 DC-offset이 10%인 경우에는 DC-offset 추정기를 사용하지 않은 경우와 비교하여 비트 에러율  $10^{-2}$ 에서 요구되는  $E_b/N_0$ 는 기존의 방식이 0.8dB, 제안된 방식이 1.8dB 향상됨을 확인할 수 있다. 이러한 성능 향상은 큰 DC-offset 값에 대해서 현저하게 나타남을 알 수 있다.

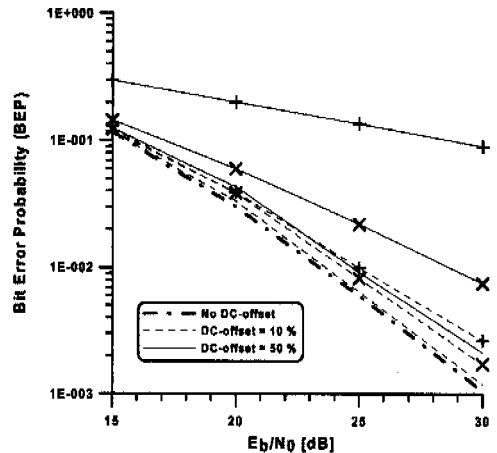


그림 10. DC-offset이 10%와 50% 인가된 환경에서 제안된 DC-offset 추정기와 기존 방식과의 비트 에러율 비교 (+ : DC-offset 추정치를 하지 않은 경우, x : 제안된 방식, none : 제안된 방식)

## VI. 결론

본 논문에서는 근거리 무선 Bluetooth 시스템에서의 채널 추정 방식 및 DC-offset 추정 방식을 제안한다. 제안된 방식들은 Bluetooth 시스템에서 사용되는 액세스 코드를 이용하여 추정치 생성을 위한 기준 값으로 사용된다. 모의 실험 결과로부터 제안된 방식들이 상용 Bluetooth 시스템에서 적은 하드웨어 부담으로 프레임과 스펙트럼 효율을 저하시키지 않으면서 정확한 추정 능력을 보임을 확인할 수 있다. 이러한 추정 능력으로 인해 비트 에러율 성능 관점에서도 향상된 성능을 보인다.

본 논문에서 제안된 추정 방식들은 다소의 하드웨어 부담으로 시스템 성능 향상을 얻어 내고 있는데, 이를 해결하기 위해 시스템 성능과의 trade-off를 고려한 단순화된 추정 방식에 대한 연구 개발이 필요하다.

참고 문헌

[1] Bluetooth SIG groups, "Specification of the bluetooth system," ver 1.0 draft foundation, July 1999.

[2] HomeRF, "Technical summary of the SWAP specification," February 1999.

[3] IEEE 802.11 standard, "Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications," 1997.

[4] C. H. Park, J. H. Paik, Y. H. You, M. C. Ju, and J. W. Cho, "Channel estimation scheme applied in short-ranged Ad-hoc networks," IEE Electronics Letters, vol. 36, no. 16, pp. 1420-1422, August 2000.

[5] F. Bennet, "Piconet : embedded mobile networking," IEEE Personal Commun., pp. 8~15, October 1997.

[6] J. B. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundberg, Digital phase modulation, plenum, 1986.

[7] G. Janssen, P. Stigter, and R. Prasad, "Wideband indoor channel measurements and BER analysis of frequency selective multipath channels at 2.4, 4.75, and 11.5 GHz," IEEE Trans. on Commun., vol. 44, no. 10, pp. 1272~1288, October 1996.

[8] H. Zepernick and T. Wysocki, "Multipath channel parameters for the indoor radio at 2.4 GHz ISM band," VTC'99, pp. 190~193, May 1999.

[9] K. Pahlavan and A. H. Levesque, Wireless information networks, Wiley- Interscience Publication, 1995.

[10] Y. H. You, M. C. Ju, C. H. Park, J. H. Paik, J. W. Cho, and H. K. Song, "Detection performance of simple timing synchronization schemes for frequency-hopped Bluetooth networks," IEICE Trans. on Commun., vol. EB83-B, no. 11, pp. 2556-2561, November

2000.

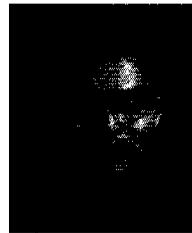
[11] C. H. Park, J. H. Paik, Y. H. You, M. C. Ju, and H. K. Song, "Design and implementation of error control algorithms for Bluetooth system : open-loop and closed-loop algorithms," ICCE 2000, pp. 302-303, June 2000.

[12] B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers," IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 44, no. 6, pp. 428-435, June 1997.

백 종 호(Jong-Ho Paik)

한국통신학회논문집 제25권 제10호 참조

박 철 희(Cheol-Hee Park)



1995년 2월 : 중앙대학교

전자공학과 졸업

1997년 2월 : 중앙대학교

전자공학과 공학석사

1997년 1월~1999년 10월 :

현대전자(주) 단말기

연구소

1999년 10월~현재 : 전자부품연구원 시스템IC연구센터  
터 전임연구원

<주관심 분야> 무선 PAN 통신 및 신호 처리

유 영 환(Young-Hwan You)

한국통신학회논문집 제25권 제10호 참조

주 민 철(Min-Chul Ju)



1997년 2월 : 포항공과대학교

전자전기공학과 졸업

1999년 2월 : 한국과학기술원

전기 및 전자공학과

공학석사

1999년 2월~현재 : 전자부품

연구원 시스템IC연구

센터 연구원

<주관심 분야> 무선 PAN 통신 및 신호처리



권 기 원(Ki-Won Kwon)



1997년 2월: 광운대학교  
컴퓨터공학과 졸업  
1999년 2월: 광운대학교  
컴퓨터공학과 공학석사  
1999년 2월~현재: 전자부품  
연구원 시스템IC연구  
센터 연구원

<주관심 분야> 데이터 통신 및 SoC 설계

조 진 웅(Jin-Woong Cho)

한국통신학회논문집 제25권 제10호 참조