

논문 2010-47TC-1-5

WiBro 망을 이용한 지상파 측위 시스템의 가청성 분석

(Analysis of Hearability in Geolocation Using Mobile WiMax Network)

송 승 현*, 박 지 원*, 성 태 경**

(Seung-Hun Song, Ji-Won Park, and Tae-Kyung Sung)

요 약

이동 통신망을 이용한 지상파 측위 기술은 GPS와 더불어 LBS를 구성하기 위한 핵심 기술이다. WiBro 시스템은 차세대 통신망으로 주목 받고 있으며, WiBro 망에서 매 프레임마다 방송되는 프리엠블 심볼의 특성을 이용하면 TDOA 방식의 무선 측위가 가능하다. 그러나 WiBro 시스템은 셀룰러 구조로 되어 있기 때문에 일반적으로 단말기가 다수의 기지국 신호로부터 거리정보를 구하기 어렵다. WiBro 망에서 삼면측량을 이용한 무선 측위를 하기 위해서는 수신 신호의 세기를 증가시켜야 하며, 장기 중첩 기법을 이용하여 가청성을 향상 시킬 수 있다. 본 논문에서는 주파수 잔여 오차와 수신 신호의 SNR에 따른 동기 중첩 및 비동기 중첩의 성능을 비교하여 WiBro 망에서 최적의 혼합 중첩 방법을 제시하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 혼합 중첩의 성능을 분석하고 WiBro 망을 이용한 무선 측위의 가능성 및 한계를 확인하였다.

Abstract

Geo-location using a cellular network is a core technology for LBS together with GPS. With preamble symbols broadcasted in each frame, geo-location using WiBro network can be easily implemented. Because the WiBro network has a cellular structure, it is difficult for a mobile station to detect signals from multiple base stations. In order to get user position using trilateration, long integration techniques for sensitivity enhancement should be employed. This paper presents hybrid integration scheme for WiBro network. By analyzing coherent and non-coherent integration loss according to frequency residual and SNR respectively, optimal combination of the hybrid integration is proposed. Simulation results show that the hybrid integration method is profitable in WiBro network when the frequency residual is estimated and compensated accurately.

Keywords : WiBro, Geo-location, Sensitivity, Hybrid integration

I. 서 론

최근 무선 이동 단말의 사용이 보편화 됨에 따라 사용자 위치에 기반한 각종 서비스들의 요구가 증대되고

있다. LBS (Location-Based Service)는 사용자의 위치에 따른 특정 정보를 제공하는 콘텐츠 서비스로서 공공 안전 서비스, 위치 기반 정보 서비스, 추적 서비스 등을 포함한다. LBS를 위한 기반기술로는 위치결정 기술, 위치처리 플랫폼 기술, 위치정보 응용 기술 등이 있으며, OMA (Open Mobile Alliance)와 OGC (Open Geospatial Consortium) 등에서 LBS 관련 표준화가 진행되고 있다^[1].

GPS (Global Positioning System)는 전세계적으로 널리 사용되고 있는 위성항법 시스템으로서 현재의 GPS는 L1 C/A 코드를 이용하여 약 12m RMS (Root Mean Square) 오차를 갖는 위치정보를 제공한다. GPS

* 학생회원, 충남대학교 전자전파정보통신공학과
(Department of Information and Communication Engineering, Chungnam National University)

** 정회원, 충남대학교 전기정보통신공학부
(Division of Electrical and Computer Engineering, Chungnam National University)

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT 핵심기술개발사업 의 일환으로 수행하였음.
(2008-S-001-02, WiBro 네트워크 신뢰성 확보 및 위치인자 기술 개발)

접수일자: 2009년7월15일, 수정완료일: 2010년1월18일

현대화 계획에 따라 향후 L2C 코드가 추가로 제공하게 되면 위치오차가 약 4~5m로 감소되리라 예상하고 있다^[2]. 그러나 GPS를 이용할 때 수신기에 도달하는 신호의 전력이 약 -130dBm이하이기 때문에 신호를 수신하지 못하는 경우가 발생할 수 있으며, 특히 도심에서는 위치를 구하지 못하는 음영지역이 흔히 존재한다. 이러한 문제점을 보완하는 기법으로서 GPS와 다른 측위(positioning) 시스템을 함께 사용하는 기술과 이동 통신망을 이용하여 민감도(sensitivity)를 증대시키는 AGPS(Assisted GPS) 기술 등이 개발되었다^[3].

GPS와 함께 사용하는 측위 시스템으로 대표적인 것은 관성 센서를 이용하는 추측 항법(dead-reckoning)과 이동 통신망을 이용하는 지상파 측위(geolocation) 등이 있다. 특히 이동통신 망을 이용하는 지상파 측위는 소속 기지국의 셀 반경을 이용하는 셀 ID(cell ID) 기법과 여러 개의 기지국 신호를 이용하는 삼변측량(trilateration) 기법 등이 사용되고 있다. 삼변측량법은 셀 반경이 큰 경우에도 균일한 위치 정확도를 제공할 수 있으나 이를 위해서는 2차원 측위의 경우 3개 이상의 기지국으로부터 신호를 획득해야 한다^[4]. 셀룰러 망에서는 셀 경계지역을 제외한 대부분의 통화 가능지역에서 단말이 여러 개의 기지국 신호를 수신하기 어렵기 때문에 수신신호의 세기를 증가시켜 가청성(hearability)을 향상시켜야 한다.

WiBro(Wireless Broadband Internet)는 IEEE802.16e 국제 표준과 호환성을 가지는 휴대 인터넷 서비스로서 'OFDMA TDD WMAN'이라는 이름으로 3세대 이동통신의 기술표준으로 채택된 통신 시스템이다^[5~6]. WiBro는 기존의 이동 통신 시스템과 유사한 셀룰러 망 구조를 가지며, RAS(Radio Access Station)와 ACR(Access Control Router)로 구성된다. RAS는 이동통신망의 기지국에 해당하는 장비로서 핸드오프(hand-off) 기능을 지원하고 ACR은 이들을 제어하는 장비이다. WiBro 망을 이용한 지상파 측위를 위해서는 기존의 셀룰러 망에서와 같이 가청성을 향상시켜야 한다. 가청성은 장기 중첩 기법(long-integration technique)에 의해 향상될 수 있다. 장기 중첩 기법은 동기 중첩(coherent integration), 비동기 중첩(non-coherent integration), 그리고 두 가지 방법을 혼합하여 사용하는 혼합 중첩(hybrid integration)으로 구분할 수 있다^[7].

본 논문에서는 WiBro 신호 중에서 프리앰블 신호가

무선 측위에 적합한 이유를 제시한 후 WiBro 망을 이용한 순방향 채널(forward channel) TDOA(Time Difference of Arrival) 방식의 삼변측량법을 제안한다. 또한 WiBro 망을 이용한 지상파 측위에서 가청성 향상을 위한 동기 중첩 및 비동기 중첩의 이득 특성을 비교하고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 WiBro 신호에 대한 각종 중첩 방식의 성능을 분석한다. 주파수 잔여 오차와 수신잡음이 포함된 WiBro 수신기의 상관기 출력을 이용하여 동기 중첩, 비동기 중첩, 그리고 혼합 중첩의 성능을 비교하였으며, 이를 바탕으로 WiBro 망에서 가청성을 최대화 향상시킬 수 있는 혼합 중첩의 구조를 제시한다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 혼합 중첩의 성능을 분석하고 WiBro 망을 이용한 무선 측위의 가능성을 확인한다.

II. WiBro 망을 이용한 지상파 측위 시스템

WiBro 신호의 프레임(frame)은 5msec로 고정되어 있으며, <그림1>에서 보는 바와 같이 하나의 프레임은 42개의 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 심볼(symbol)로 구성되어 있다^[6]. 그림에서 가로축은 시간 영역에서의 심볼 번호를 나타내고 세로축은 주파수 영역에서의 부반송파(sub-carrier) 번호를 나타낸다. WiBro는 TDD(Time Division Duplex) 기법을 사용하기 때문에 하나의 WiBro 프레임은 상향과 하향 링크로 구성되며, 각 링크의 전환에 필요한 TTG/RTG(Transmit/Receive Transition Gaps) 시간을 포함하고 있다. 또한 부반송파는 주파수 영역에서 9.756525KHz 간격으로 배치되어 있고 모두 1024개로 구성되어 있다. 각 심볼은 1024 길이의 IFFT

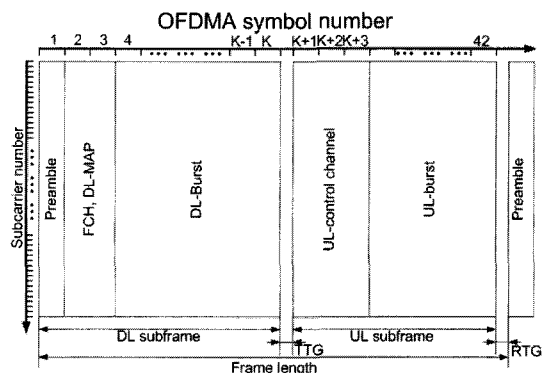


그림 1. WiBro 신호의 프레임 구조
Fig. 1. The Frame structure of WiBro signal.

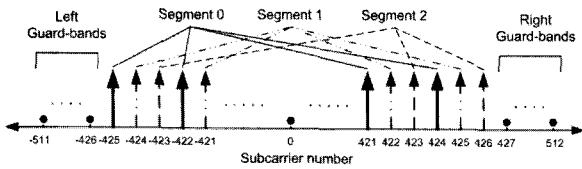


그림 2. WiBro 프리앰블의 부반송파 할당 구조
 Fig. 2. Structure of sub-carrier assignment for WiBro preamble.

(Inverse Fast Fourier Transform) 절차를 거친 후 12.8usec의 CP (Cyclic Prefix)를 추가하여 전송되며, 그 결과 심볼의 전체 길이는 115.2 usec이다

프리앰블은 각 프레임의 첫 번째 심볼에 위치하며, 단말은 프리앰블을 탐색하여 기지국 존재 여부를 확인할 수 있다. 프리앰블은 셀 탐색 이외에도 기지국과 단말 사이의 시각 동기 획득, 주파수 오프셋 (offset) 보상, 채널의 추정 등에 이용할 수 있다. 하나의 프리앰블 심볼은 <그림 2>에서 보는 바와 같이 주파수 영역에서 3조의 세그먼트 (segment) 중에서 한 조를 이용하며, 하나의 세그먼트는 284개의 부반송파로 구성된다. 이때, 각 기지국과 섹터의 프리앰블을 구분하기 위하여 세그먼트에는 길이가 284인 PN 급수 (pseudo-random noise sequence)가 할당되고, 표준에 114조의 PN 급수의 종류가 제시되어 있다^[6]. 다른 심볼과 마찬가지로 프리앰블 심볼도 1024-IFFT 절차를 거친 후 CP가 추가되어 전송된다. 전송되는 프리앰블 심볼의 자기상관함수는 1개의 주 첨두와 좌우 각각 3개의 부 첨두를 갖는 형태를 보인다^[8].

WiBro 시스템은 모든 기지국에서 동일한 물리 채널을 공유하면서 기지국들이 서로 다른 PN 급수를 갖는 프리앰블을 사용함으로써 서로를 구분할 수 있다. 따라서 서로 직교성을 갖는 프리앰블 신호를 이용하면 하나의 물리 채널을 이용하여 다수의 기지국으로부터 수신되는 신호들을 서로 구분하여 검출할 수 있으며, 이들의 도달시간을 이용하면 삼변측량법으로 단말의 위치를 구할 수 있다. 한편, WiBro 망의 기지국들은 GPS를 이용하여 시각 동기 (timing synchronization)가 이루어져 있고 매 프레임이 모든 기지국에서 동시에 송신되기 때문에 단방향 측위 (one-way ranging)를 적용할 수 있다. 그리고 WiBro 시스템은 기지국으로부터 단말로 시간정보를 전달하지 않기 때문에 TOA 기법보다는 각 기지국 사이의 상대적인 지연 시간을 이용하는 TDOA 기법이 적합하다. 마지막으로 각 기지국은 매 프레임마다 동일한 프리앰블을 방송하기 때문에 프리앰블 심볼

을 이용할 경우에는 연속적인 측위가 용이하고 가청성 향상을 위한 장기중첩 기법을 적용할 수 있다는 장점이 있다.

III. 가청성 향상을 위한 장기 중첩 기법

셀룰러 시스템을 구축할 때 기지국 설치의 최적화를 위하여 셀 플랜 (cell plan)을 수행한다. 따라서 하나의 기지국 셀 내부에서는 인접 기지국들의 신호가 미약하게 수신되거나 탐지되지 않는다. 또한 WiBro의 주 서비스 지역은 건물 등이 밀집한 도심지역이기 때문에 기지국과 단말의 거리가 멀어짐에 따라 신호의 세기가 급격히 감소한다. 따라서 단말이 3개 이상의 기지국 신호를 획득할 수 없는 경우가 흔히 발생하며, 삼변측량을 위해서는 가청성을 높여야 한다.

가청성은 장기 중첩에 의해 향상될 수 있으며, 크게 동기 중첩과 비동기 중첩으로 구분한다. 동기 중첩은 주기 신호를 중첩하여 민감도를 높이는 방법이며, WiBro 신호의 경우 프리앰블 신호의 주기성을 이용할 수 있다. 이론적으로 동기중첩의 이득은 중첩 횟수에 비례하여 향상된다. 그러나 수신신호를 복조할 때 반송파 주파수 잔여 오차가 존재하는 경우, 동기 중첩 손실이 발생하며, 그 크기는 다음과 같다^[9-10].

$$L_c(\Delta f, M_c) [dB] = 10 \log_{10} \left(\left(\frac{\sin(\pi M_c \Delta f T_s)}{\pi M_c \Delta f T_s} \right)^2 \right) \quad (1)$$

식에서 M_c 은 동기 중첩 심볼 수, Δf 는 주파수 잔여 오차, 그리고 T_s 는 중첩 주기이다. WiBro 신호에 있어서 중첩 주기는 프리앰블의 방송 주기인 5ms로 고정되어 있다.

OFDM의 특성과 단말에 따라 달라질 수 있지만 일반적으로 주파수 잔여 오차는 부반송파 간격의 0.2~0.5%로 알려져 있다. 따라서 WiBro 신호의 경우에는 20~50Hz의 주파수 잔여 오차가 발생할 수 있다^[11]. 그러나 주파수 영역 해석법, 칼만필터 (Kalman filter)나 최대 우도법 (maximum likelihood method) 등을 이용하여 잔여 주파수를 추정한 후 보상하면 주파수 잔여 오차를 수 Hz이하로 만들 수 있다^[12]. 특히 FFT (Fast Fourier Transform)를 이용하여 주파수 영역에서 잔여 주파수를 추정할 경우 SNR (Signal to Noise Ratio)이 -5dB이상인 정현파 신호에 대하여 -40dB의 MSFE

(Mean Square Frequency Error)를 갖도록 할 수 있다고 알려져 있다^[13]. 따라서 WiBro 신호에 위 기법을 적용할 경우, 주파수 잔여 오차를 부반송파 간격의 -40dB 인 1Hz 이내로 만들 수 있다.

비동기 중첩은 주파수 잔여 오차 및 위상 차에 의한 영향을 제거하기 위하여 신호의 절대값을 취한 후 신호의 크기를 중첩한다. $s_r(t)$ 가 정규화된 평균 전력을 갖는 복소 전송 신호이고 $n_r(t)$ 가 σ_r^2 의 분산을 갖는 영평균 복소 백색 가우시안 (zero mean complex white Gaussian) 잡음이라 정의할 때, 수신한 신호는 $r_r(t) = As_r(t) + n_r(t)$ 로 표현할 수 있으며 이때 A는 수신한 신호의 평균 크기이다. 상관기를 거친 후의 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(k) = As(k) + n(k) \quad (2)$$

$$\text{이 때 } s(k) = \frac{1}{T} \int_0^T s_r^*(t) s_r(t+kT) dt \text{ 이고,}$$

$n(k) = \frac{1}{T} \int_0^T s_r^*(t) n_r(t+kT) dt$ 이며, $n(k)$ 은 $\sigma^2 = \frac{\sigma_r^2}{T}$ 의 분산을 갖는 영평균 복소 백색 가우시안 잡음이라 할 수 있다. $r(k)$ 의 절대값을 취한 신호는 다음과 같다.

$$V(k) = |r(k)| = \sqrt{r(k)r^*(k)} \quad (3)$$

따라서 V(k)는 Rice 분포를 가지며, 확률 밀도 함수 (probability density function)는 다음과 같다^[14~15].

$$f_V(v) = \frac{v}{\sigma^2} e^{-\frac{v^2 + A^2}{\sigma^2}} I_0\left(\frac{Av}{\sigma^2}\right) \quad (4)$$

식에서 $I_0(\bullet)$ 는 제 1종 0차 수정 베셀함수 (modified zero-order Bessel function of the first kind)이다. V(t)의 SNR은 다음과 같이 정의할 수 있다^[16].

$$\begin{aligned} \text{SNR}_v &= \left(\frac{E(V) - E(V)|_{s(t)=0}}{\sigma_v} \right)^2 \\ &= \frac{\frac{\pi}{2} \left[e^{\frac{-A^2}{4\sigma^2}} \cdot \left[\left(1 + \frac{A^2}{2\sigma^2} \right) I_0\left(\frac{A^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{A^2}{2\sigma^2} I_1\left(\frac{A^2}{4\sigma^2}\right) \right] - 1 \right]^2}{\frac{A^2}{\sigma^2} + 2 - \frac{\pi}{2} \left[e^{\frac{-A^2}{4\sigma^2}} \cdot \left[\left(1 + \frac{A^2}{2\sigma^2} \right) I_0\left(\frac{A^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{A^2}{2\sigma^2} I_1\left(\frac{A^2}{4\sigma^2}\right) \right] \right]^2} \end{aligned} \quad (5)$$

식에서 $I_1(\bullet)$ 는 제 1종 1차 수정 베셀함수 (modified first-order Bessel function of the first kind)이고 $\sigma_v^2 = 2$

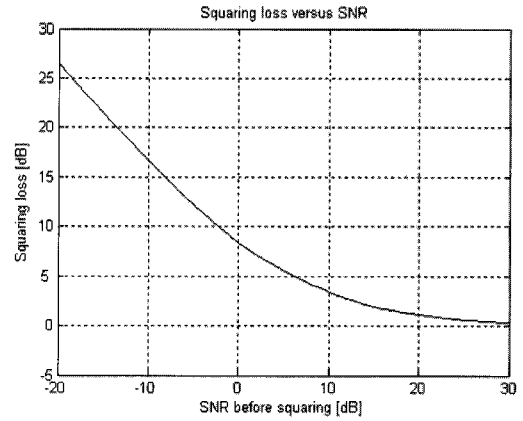


그림 3. 상관기 출력 신호의 SNR의 변화에 따른 제공 손실

Fig. 3. The squaring-loss for SNR of correlator output signal.

는 V(t)의 분산이다. $\kappa = A^2/\sigma^2$ 라 정의하였을 때 제공 손실 (squaring loss)은 다음과 같이 V(t)와 r(t)의 SNR의 차이로 정의된다^[16].

$$\begin{aligned} L_s(\kappa) [dB] &= 10 \{ \log_{10}(\kappa) - \log_{10}(\text{SNR}_r) \} \\ &= 10 \left\{ \log_{10}(\kappa) - \log_{10} \left(\frac{\frac{\pi}{2} \left[e^{\frac{-\kappa}{2}} \left[\left(1 + \frac{\kappa}{2} \right) I_0\left(\frac{\kappa}{4}\right) + \frac{\kappa}{2} I_1\left(\frac{\kappa}{4}\right) \right] - 1 \right]^2}{\kappa + 2 - \frac{\pi}{2} \left[e^{\frac{-\kappa}{2}} \left[\left(1 + \frac{\kappa}{2} \right) I_0\left(\frac{\kappa}{4}\right) + \frac{\kappa}{2} I_1\left(\frac{\kappa}{4}\right) \right] \right]^2} \right) \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

비동기 중첩 손실은 상관기 출력 신호의 SNR에 따라 변한다. <그림 3>은 상관기 출력 신호의 SNR에 따른 제공 손실의 변화를 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 비동기 중첩에 의한 제공손실은 상관기 출력 신호의 SNR이 낮아짐에 따라 지수적으로 큰 값을 가진다.

비동기 중첩에 의한 제공손실은 SNR이 낮으면 그 크기가 커진다. 그러므로 주파수 잔여 오차에 의한 위상 변화가 크지 않은 범위 내에서 동기 중첩을 이용하여 SNR을 충분히 높인 후에 비동기 중첩을 수행함으로써 최종적인 중첩 이득을 극대화할 수 있다. 이와 같은 혼합 중첩의 구조는 <그림 4>와 같으며, 일정 개수의 프리앰블 신호마다 동기 중첩을 한 후 그 출력에 대한

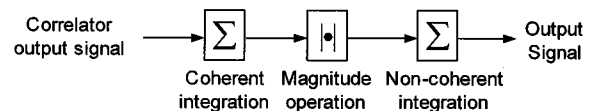


그림 4. 혼합 중첩 방식

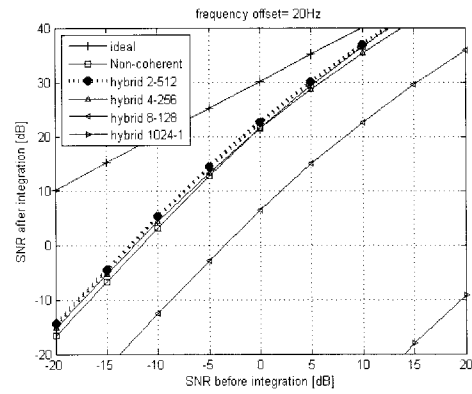
Fig. 4. Block diagram of hybrid integration method.

절대값을 취하여 비동기 중첩을 수행한다. 혼합중첩을 통하여 얻어지는 이득은 다음과 같다.

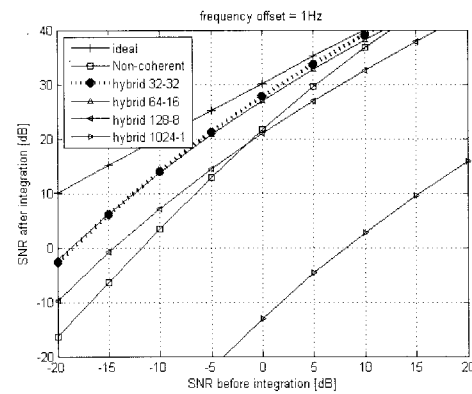
$$G_{LI}[dB] = 10\log_{10}(M_{NC}M_C) - L_C(M_C, \Delta f) - L_S(\bar{\kappa}) \quad (7)$$

식에서 M_{NC} 은 비동기 중첩 횟수, M_C 은 동기 중첩 심볼 수이고 $L_C(M_C, \Delta f)$ 와 $L_S(\bar{\kappa})$ 는 각각 식 (1)과 식 (6)에서 정의된 바와 같다. 이때 유의할 점은 $L_S(\bar{\kappa})$ 의 $\bar{\kappa}$ 가 동기 중첩의 출력으로부터 구한 값이라는 것이다. 주파수 잔여 오차가 없는 경우에는 $\bar{\kappa} = M_C \cdot \kappa$ 이다.

중첩하는 전체 프리앰블 심볼 수가 일정하다고 가정할 때 식 (7)의 혼합중첩 이득의 크기를 결정하는 요소는 동기/비동기 중첩의 비율, 주파수 잔여 오차, 그리고 수신 신호의 SNR이다. 식 (1)과 식 (6)에서 보는 바와 같이 동기 손실과 비동기 손실은 수신 신호의 SNR이나 주파수 잔여 오차에 대하여 비선형이기 때문에 주파수 잔여 오차의 범위와 수신 신호의 SNR의 크기를 알고 있다 해도 혼합 중첩 이득을 최대로 하는 동기/비동기 중첩의 최적 비율을 해석적으로 구하기 어렵다. <그림 5>는 중첩하는 전체 심볼 수가 1024개이고 주파수 잔여 오차가 각각 20Hz 와 1Hz일 때, 수신 신호의 SNR 변화에 따른 각종 동기/비동기 중첩의 비율에 대한 중첩 이득을 수치적으로 계산한 것이다. 그림에서 'hybrid M_C - M_{NC} '는 M_C 개의 심볼마다 동기 중첩을 한 후 이들을 이용하여 비동기 중첩을 M_{NC} 회 수행함을 의미하며, 이러한 경우 중첩하는 전체 심볼 수는 $M_C \cdot M_{NC}$ 가 된다. 또한 'ideal'은 주파수 잔여 오차가 없을 때 전체 심볼 수만큼 동기 중첩을 한 결과이다. 주파수 잔여 오차가 20Hz 일 때 중첩이득이 최대가 되는 경우는 'hybrid 2-512'이며, 비동기 중첩만을 한 경우도 대등한 성능을 보인다. 따라서 WiBro 수신기에서 주파수 잔여 오차를 줄이기 위한 부가적인 신호처리를 하지 않는 경우에는 동기 중첩을 이용하는 것이 특별히 유리하지 않다. 이에 반하여 주파수 잔여 오차가 1Hz 일 때에는 'hybrid 32-32'가 가장 우수한 성능을 보이며, 'hybrid 64-16'도 이에 필적하는 성능을 보인다. 따라서 주파수 잔여 오차를 추정하여 보상하는 신호처리 기법을 도입하는 경우에는 혼합 중첩을 사용하는 것이 월등히 유리함을 알 수 있다. 또한 혼합 중첩을 할 때 최적의 동기중첩의 길이는 주파수 잔여 오차에 의한 위상 변화 주기의 15~20%임을 알 수 있다.



가. 주파수 잔여오차 = 20Hz



나. 주파수 잔여오차 = 1Hz

그림 5. 다양한 혼합 중첩 방식의 성능 비교
Fig. 5. Comparison of hybrid integration methods.

IV. 시뮬레이션 결과

컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 WiBro 지상파 측위 시스템의 가청성 향상을 위한 혼합 중첩 기법의 성능을 분석하였다. WiBro 표준과 채널 모델에 따라 <그림 6>과 같이 시뮬레이터를 구성하였다. 채널 모델은 IRU-R에서 제시하는 보행자 환경 (outdoor to indoor and pedestrian test environment)에 대한 경로 손실 모델을 이용하였다^[17]. <그림 7>과 같이 셀 반경이 500m인 셀룰러 구조로 19개의 RAS를 배치하였으며, 각 RAS는 등방성 안테나를 사용하는 것으로 가정하였다. 경로 손실과 상관 이득 등을 고려할 때 셀 경계에서 신호를 수신하도록 하기 위한 RAS의 송신 전력은 다음과 같다.

$$P_T[dB] = G_C + L_{CE} + G_M + N_0 \quad (8)$$

식에서 G_C 는 상관 이득, L_{CE} 는 셀의 경계에서의 경로 손실, 그리고 G_M 은 마진 (margin), N_0 는 영평균 복소

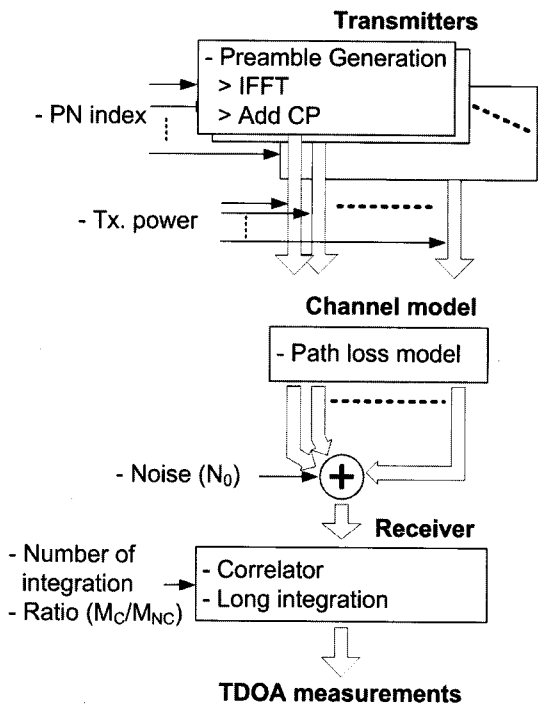


그림 6. WiBro 시뮬레이터의 구조
Fig. 6. Structure of WiBro simulator.

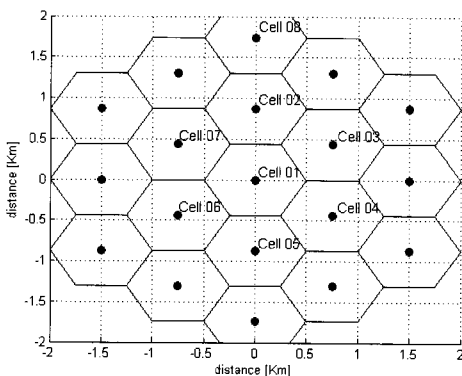


그림 7. RAS의 배치
Fig. 7. Geometry of RASs.

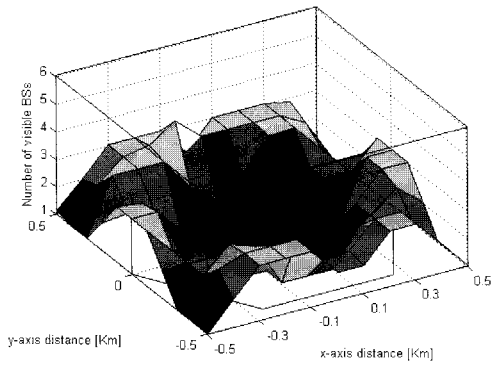
백색 가우시안 프로세스인 잡음이다. 자기 상관 및 교차 상관 특성과 500m의 셀 반경을 고려하여 $G_C = 29.31\text{dB}$, $L_{CE} = 137.8\text{dB}$, $G_M = 6\text{dB}$, $N_0 = -104\text{dBm}/10\text{MHz}$ 로 가정하였다. 표준에 의거하여 각 RAS에서 송신하는 프리앰블 심볼의 PN 급수는 서로 직교하는 조합을 사용하였으며, 수신기에서는 채널 모델을 통과한 다수의 프리앰블 신호가 동시에 수신된다고 가정하였다. 실험에 사용하는 작업 공간의 크기는 가로, 세로 각 4Km로 설정하였으며, x축과 y축으로 사용자 위치를 100m씩 이동시키면서 장기 중첩 기법을 이용하였을 때 검출되는 프리앰블 신호의 개수를 분석하였다. 프리앰

블의 검출을 위하여 혼합 중첩한 신호 중 가장 큰 값과 검출 신호 부분을 제외한 잡음 신호 중 가장 큰 값을 비교하였다. 이때 검출 임계값은 3dB로 설정하였고 미검출 확률 (missing detection rate)은 1%였다. 각 실험 위치마다 100회의 시뮬레이션을 반복 수행하여 평균적으로 검출되는 프리앰블 신호의 수를 분석하였다.

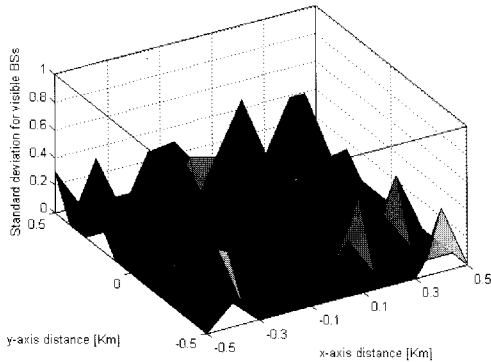
RAS사이의 거리가 866m이므로 셀의 중앙에서 주변 RAS의 신호는 147.3dB의 경로 손실을 겪는다. 따라서 하나의 셀의 중심에서 수신한 주변의 RAS의 신호는 -4.54dB의 SNR을 가짐을 알 수 있으며, 이를 수신하기 위해서는 9.54dB의 이득이 필요하다. 주파수 잔여 오차가 1Hz이하라고 가정할 때 <그림 5-b>에서 가장 우수한 'hybrid 32-32' 혼합 중첩 방법은 신호의 SNR이 -4.54dB일 때 21.8dB의 이득을 가짐을 알 수 있다. 식 (7)에서 보는 바와 같이 혼합 중첩 이득은 비동기 중첩의 수에 지수적으로 비례하기 때문에 SNR이 -4.54dB인 경우 'hybrid 32-2'를 이용하면 9.5dB 이상의 이득을 얻을 수 있다. 'hybrid 32-2'의 혼합 중첩 방법을 적용하면 셀 내부에서 약 4~7개, 두 셀의 경계에서는 약 4개, 세 셀의 경계에서는 약 3개의 프리앰블 신호를 얻을 것으로 예상된다.

<그림 8-a>는 <그림 7>의 Cell 1 내에서 사용자 위치에 따라 검출한 프리앰블 신호의 개수의 평균을 나타낸 것이다. 시뮬레이션 결과 세 개의 셀이 접하는 지역에서는 평균 3.01개의 신호를 검출하였고 두 개의 셀 경계에서는 2.66개가 검출하였다. 그러나 셀의 중심부가 가까워 질수록 검출하는 신호의 개수가 줄어들었으며, 셀의 중심부에서는 1개의 신호만 검출하였다. 셀의 면적을 기준으로 28.4%의 지역에서만 삼변측량이 가능하며 분포는 셀의 경계 지역에 편중되어 있다. <그림 8-b>는 Cell 1에 위치한 측정 지점에서 검출한 프리앰블 신호의 수에 대한 표준 편차를 나타내고 있다. 대다수 셀의 내부 지역에서 표준 편차는 0이었으며 셀의 경계 지역에서는 0.1~0.69의 분포를 보였으나 평균적으로 0.34개의 값을 가졌다.

시뮬레이션 결과 예측한 바와 다르게 셀의 중심부에서 인접 셀의 프리앰블이 검출되지 않는다. 이에 대한 해결 방법으로 중첩의 수를 증가시켜 가청성을 더욱 향상시켜 볼 수 있다. <그림 9>는 1심볼에서 32심볼 중첩까지는 동기 중첩을 증가시키고 32 심볼 이상에서는 비동기 중첩을 늘려가며 'hybrid 32-32'까지 혼합 중첩을 적용했을 때 Cell 1에서 삼변측량이 가능한 지역의 비



가. 검출한 프리앰블의 수



나. 검출한 프리앰블의 수에 대한 표준편차

그림 8. Cell 1에서 'hybrid 23-2'의 적용 결과
Fig. 8. Results for 'hybrid 32-2' at Cell 1.

울을 나타낸 것이다. 그림에서 실선은 혼합 중첩 개수에 따른 이론적인 예측치이며, 점선은 주파수 잔여 오차가 1Hz일 때 시뮬레이션의 결과이다. 중첩의 개수가 증가함에 따라 이론적인 예측치와 시뮬레이션 결과치의 차이가 커지며, 삼변측량이 가능한 지역의 증가율은 둔화됨을 볼 수 있다. 혼합 중첩의 수를 64에서 1024로 16배를 늘렸음에도 불구하고 삼변측량 가능 지역은 35%로 약 7% 증가하였으며 삼변측량 가능 지역의 비율이 포화됨이 관측되었다. 이러한 현상은 Near-far 문제로 인하여 발생하는 현상이다. Near-far 문제는 채널을 공유하는 모든 셀룰러 시스템에서 나타나며 채널 공유 간섭 (co-channel interference)에 의하여 발생한다. 기존의 CDMA (Code Division Multiple Access) 셀룰러 망에서 AFLT (Advanced Forward Link Trilateration)와 같은 기법을 이용하여 무선 위치 인식을 하는 경우 Near-far 문제를 경감시키고 동시에 정밀한 TOA 추정치를 얻기 위해 다중 사용자 검출기를 이용한 결합형 지연시간 추정기 또는 간섭 상쇄기법을 이용한 지연시

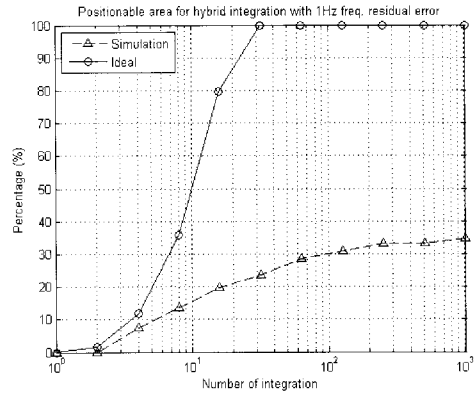


그림 9. 혼합 중첩 개수에 따른 삼변측량 가능 지역의 비율
Fig. 9. Ratio of position-able area for number of integration using hybrid integration.

간 추정기 등이 제안되었다^[18]. 이러한 기술은 WiBro 시스템에도 적용이 가능할 것으로 보이며, 삼변 측량 가능 지역이 대폭 증가할 것으로 예상된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 WiBro 망을 이용한 위치 결정 시스템을 위하여 TDOA 방식의 무선 측위가 가능함을 보였다. 가청성을 높이는 방법으로 프리앰블 심볼을 이용한 중첩 기법을 제시하였고 오차 요인에 따라 동기 중첩과 비동기 중첩 및 혼합 중첩에 대하여 성능을 비교하였다. 부가적인 신호처리를 하여 주파수 잔여 오차를 1Hz 이내로 만들고, 'hybrid 32-2' 방법을 이용할 경우 셀의 28% 지역에서 WiBro 망을 이용하여 무선 측위가 가능함을 시뮬레이션을 통하여 보였다. 중첩의 수를 늘려도 무선 측위 가능 지역은 35%에서 포화됨을 보였고 이는 Near-far 문제로 인하여 발생했다. Near-far문제를 해결할 경우 WiBro망을 이용하여 대부분의 지역에서 LBS 서비스를 제공할 수 있을 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] 한국정보통신산업협회, LBS 기술 및 시장동향 연구 보고서, 2008.02
- [2] P. Misra, P. Enge, Global Positioning System, Signals, Measurements, and Performance, 2nd edition, Ganga-Jamuna Press, pp67-90, 2006.
- [3] E.D. Kaplan and C. j. Hegarty, Understanding GPS Principles and Applications, 2nd edition,

ARTECH HOUSE, pp459-630, 2006.

[4] J.J. Caffery Jr., Wireless Location In CDMA Cellular Radio System, Kluwer Academic Publishers, pp23-40, 1999.

[5] IEEE Computer Society and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society, IEEE802.16e-2005, IEEE Inc., 2005.

[6] 2.3GHz 휴대인터넷 표준(물리계층), 정보통신단체 표준, TTAS.KO-06.0064/R1

[7] J. B. -Y. Tsui, Fundamentals of Global Positioning, System Receivers, John Wiley & Sons, 2000.

[8] 송승헌, "와이브로 망을 활용한 위치 인식 시스템의 성능 분석," 충남대학교 석사학위논문, 2008.

[9] J. Holmes, Coherent Spread Spectrum Systems, Robert E Krieger Publishing Company, 1991

[10] S. Soliman, "GPS Receiver Sensitivity Enhancement In Wireless Application," Technologies for wireless application IEEE MTT-S Symposium, 1999.

[11] L. Hanzo, M. Muenster, B. J. Choi, and T. Keller, OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting, John Wiley & Sons, 2003.

[12] D. Borio, L. Camoriano, L. L. Presti, and M. Fantino, "DTFT-Based Frequency Lock Loop for GNSS Applications," IEEE Transactions on Aerospace and electronics system, vol. 44, No. 2, April 2008.

[13] H. C. So, Y. T. Chan, Q. Ma, and P. C. Ching, "Comparison of various periodograms for sinusoid," IEEE Transactions on Aerospace and electronics system, vol. 35, No. 3, pp. 945-952, Jul. 1999.

[14] A. Papoulis, Probability Random Variable and Stochastic Processes, McGraw Hill, 1991.

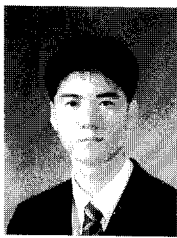
[15] S. T. Lowe, "Voltage Signal-to-Noise Ratio (SNR) Nonlinearity Resulting From Incoherent Summations," The Telecommunications and Mission Operations Progress Report, vol. TMO PR 42-137, pp.1-6, Jan-March 1999.

[16] C. Strassle, "The Squaring-Loss Paradox," ION 2007, 2007.

[17] IEEE C802.16d-03/78r1, "Coverage/Capacity simulations for OFDMA PHY in with ITU-T channel model," Y. Leiba, Y. Segal, Z. Hadad, and I. Kitroser

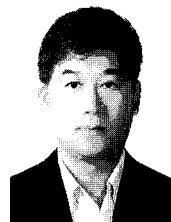
[18] Caffery, J. J., Jr., and G. L. Stuber, "Overview of Radiolocation in CDMA Cellular Systems," IEEE Communications Magazine, April 1998.

저 자 소 개



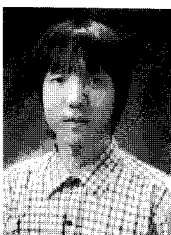
송 승 헌(정회원)
 2006년 충남대학교 전기정보통신공학부 졸업.
 2008년 충남대학교 대학원 정보통신공학과 졸업(석사).
 2008년~현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 박사과정.

<주관심분야 : UWB, GPS & GNSS, 실내측위, 신호처리>



성 태 경(정회원)
 1984년 서울대학교 제어계측공학과 졸업.
 1986년 서울대학교 대학원 석사.
 1992년 서울대학교 대학원 박사.
 1997년~현재 충남대 전기정보통신공학부 교수

<주관심분야 : GPS & GNSS, 무선측위 신호처리, 텔레메틱스>



박 지 원(정회원)
 2008년 충남대학교 전기정보통신공학부 졸업.
 2010년 충남대학교 대학원 전자전파정보통신공학과 졸업(석사).

<주관심분야 : 통신, 무선 측위 신호처리>