

와이브로 망을 이용한 지상파 측위 시스템의 가청성 향상을 위한 잔여주파수 추정기 성능 분석

Performance Analysis of Residual Frequency Estimator in WiBro Geo-location System

박지원, 임정민, 성태경*
(Ji-Won Park¹, Jeong-Min Im¹, and Tae-Kyung Sung¹)
¹Chungnam National University

Abstract: In cellular geo-location systems, positioning performance is influenced by hearability of receivers. Hearability can be enhanced by using long integration at the receiver. When unknown residual frequency remains in baseband signals, however, the coherent integration loss increases as the residual frequency becomes larger. Consequently, length of coherent integration is determined by the residual frequency. By precise estimation and compensation of the residual frequency, integration length can be enlarged. This paper presents a residual frequency estimator for WiBro geo-location and analyzes its performance in multipath environment. By computer simulation, an optimal receiver structure to enhance the hearability of WiBro geo-location is proposed.

Keywords: residual frequency estimator, long integration, WiBro, geo-location

I. 서론

위치기반서비스(location based service)에 대한 수요가 증가함에 따라 무선 단말 사용자의 위치 정보를 이용하는 서비스들이 다양하게 개발되고 있다. 이러한 LBS 서비스를 보다 신뢰성 있게 만들기 위해서는 정밀한 실내외 위치인식기술의 개발이 필수적이다. 실외에서는 인공위성을 사용하여 위치정보를 획득하는 GNSS (Global Navigation Satellite System)가 널리 사용되고 있으나 GNSS 신호들은 신호세기가 미약하여 실내 등의 위성 신호 음영지역이나 재밍 지역에서는 사용자 위치를 구할 수 없다. 약 신호 환경에서는 Assisted GNSS 기술을 사용하여 일부 음영지역에서도 사용자 위치를 제공할 수 있다[1]. 그러나 재밍 지역에서는 Assisted GNSS을 이용하더라도 사용자 위치를 구하기 힘들다.

GNSS 음영지역이나 재밍 지역에서 사용자 위치를 구하는 또 다른 대안으로는 지상파 통신 망 자체의 신호를 이용한 측위 방법을 사용할 수 있다[1]. 본 논문에서는 지상파 측위 시스템으로 4세대 통신의 후보 중의 하나인 와이브로 망에 초점을 두었다. 와이브로 시스템과 같은 셀룰러 구조에서 지상파 측위를 하기 위한 방식으로 셀 ID 방식과 다변측량기법이 있다[1]. 셀 ID 기법은 측위 정확도가 셀의 반경이기 때문에 세밀한 측위가 어렵고 실용적인 응용이 힘들다. 다변측량기법은 이동 단말기와 여러 개의 기지국 사이의 거리 측정치를 구하여 사용자 위치를 결정하는 방식으로서 셀 반경에 상관없이 균일한 위치 정확도를 제공할 수 있다. 그러나 다

변측량기법을 위해서는 이동 단말기가 일정 개수 이상의 기지국으로부터 신호를 획득해야 하며, 일반적으로 검출한 기지국 개수가 많을수록 측위 성능이 좋아진다[1]. 셀룰러 구조에서는 셀 경계를 제외한 대부분의 지역에서 자신이 속한 셀의 기지국 신호가 아닌 이웃 기지국 신호를 획득하기 어렵기 때문에 충분한 개수의 기지국 신호를 획득하기 위해서는 수신기의 가청성(hearability)을 향상 시켜야 한다.

수신기의 가청성을 향상시키기 위한 장기 누적 방법으로는 동기 누적 기법과 비동기 누적 기법이 있다[1]. 동기 누적 기법은 이상적인 경우 누적 횟수에 비례하여 SNR이 향상되지만 누적 신호에 잔여 주파수가 존재하는 경우 동기 누적 손실이 발생하기 때문에 누적 횟수에 제한이 있게 된다. 비동기 누적 기법은 수신 신호에 제곱을 취하여 누적하는 방식으로 제곱을 취할 때 잔여 주파수 성분은 제거되므로 잔여 주파수에 의한 누적 손실은 없다. 그러나 제곱 연산에 의한 잡음 특성의 변화로 인하여 제곱 손실이 존재하게 되며, 제곱을 취하기 이전 신호의 SNR (Signal to Noise Ratio)이 작을수록 손실은 커지게 된다.

장기 누적 기법을 사용하면 신호의 SNR을 높일 수 있기 때문에 약 신호를 탐지할 수 있게 된다. 그러나 여러 기지국 신호가 채널을 공유하는 셀룰러 통신 시스템에서는 수신기에서 먼 기지국 신호를 검출할 때 수신기 근처의 기지국 신호가 간섭으로 작용하게 되어 검출이 어려워지는 원근 문제(near-far-problem)가 발생한다[6]. 그 결과, 누적 기법을 적용하더라도 원거리 기지국의 검출이 제한되며, 다변 측량을 위한 충분한 개수의 신호 획득이 어렵다. 원근 문제를 완화하기 위해서는 간섭 제거 기법을 적용하여 SIR (Signal to Interference Ratio)를 개선시켜야 하며, 이러한 경우 간섭에 의해 검출이 어려웠던 원거리 기지국의 신호 검출이 가능해진다.

와이브로 수신기의 가청성을 향상시키기 위해서는 누적

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2011. 9. 14., 수정: 2011. 11. 24., 채택확정: 2011. 12. 11.

박지원, 임정민: 충남대학교 전자전파정보통신공학과

(jwjsjk@gmail.com/likebasic@naver.com)

성태경: 충남대학교 전기정보통신공학부(tksaint@cnu.ac.kr)

※ 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방위성항법특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었음.

기법을 사용하여 SNR을 최대화한 후 간섭제거 기법을 사용하여 SINR (Signal to Interference and Noise Ratio)을 최대화해야 한다. 이때 간섭신호를 제거하기 위해서는 신호의 크기, 지연 시간, 그리고 위상을 추정하여야 한다. 그러나 신호에 제곱을 취할 경우, 신호의 위상에 의한 영향이 사라지기 때문에 간섭 제거 기법과 비동기 누적 기법을 동시에 사용하기 어렵다. 따라서 와이브로 수신기의 가청성 향상을 위해서는 동기 누적 기법과 간섭제거 기법을 사용하는 것이 유리하며, 동기 누적만을 이용하면서 SNR을 충분히 높이기 위해서는 잔여 주파수를 정확히 추정하여 보상함으로써 동기 누적 시간을 길게 하여야 한다.

OFDM 시스템에서 주파수를 추정하기 위한 방법으로 시간 영역에서 cyclic prefix의 반복성을 고려한 신호의 위상차를 이용하는 방법과 주파수 영역에서 파일럿 톤을 이용하는 방법이 제안되었다[3-5]. 이러한 기법들은 통신용 수신기의 반송파를 추적하기 위하여 제안되었으며, 부반송파의 간격이 10 KHz인 시스템에서 SNR이 16 dB인 신호를 사용하는 경우 20~50 Hz의 RMSE 오차 성능을 보인다. 이 성능은 OFDM 데이터 복조의 관점에서는 충분하지만 측위 시스템의 동기 누적 관점에서는 매우 큰 값이며, 동기 누적 횟수를 1~2회로 제한된다. 그러므로 와이브로 지상과 측위를 위하여 충분한 수신기 감도의 이득 증가를 위해서는 잔여 주파수를 정밀하게 추정해야 하며, 수 Hz 이내의 오차를 갖도록 해야 한다.

본 논문에서는 와이브로 지상과 시스템의 가청성 향상 시키는 방법으로 FFT (Fast Fourier Transform) 기반의 고정밀 잔여 주파수 추정기와 시간 영역의 상관기 출력 첨두 값들 간의 위상차를 이용한 잔여 주파수 추정기의 구조를 제시하고 이들의 성능을 분석하였다. FFT 기법은 상관기에 의해 에너지가 모여진 프리앰블 신호를 여러 개 이용하여 주파수를 추정하므로 SNR 관점에서도 우수하고 수 Hz 이내의 잔여 주파수 추정이 가능하다. 위상차를 이용하는 방식의 경우 구현이 쉬우나 SNR이 작은 경우 추정 성능이 잡음에 민감할 수 있으므로 주파수 추정에 사용하는 신호의 SNR를 충분히 높여야 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 와이브로 신호 구조와 동기 누적기법에 대하여 설명하고 와이브로 지상과 측위 시스템의 가청성 향상을 위한 잔여 주파수 추정기를 제시한다. III 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 다중경로 환경에서 제안한 추정기의 성능을 분석하고 와이브로 수신기의 가청성을 향상시키기 위한 최적의 주파수 추정기의 구조를 제시한다.

II. 와이브로 망을 이용한 지상과 측위 시스템의

가청성 향상을 위한 잔여주파수 추정기

1. 와이브로 신호 구조 및 측위 시스템 특성

와이브로는 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), TDD (Time Division Duplex)을 사용하며 기본적인 전송단위는 심볼을 사용한다. 심볼 안에는 cyclic prefix라는 보호 구간이 삽입되어 있어 다중경로에 강인하도록 설계되어 있다. 하향링크 구간의 심볼들과 상향링크 구간의 심볼들이 모여 5 msec의 길이를 갖는 하나의 프레임을 형성한다. 프레임의 첫 번째 심볼은 프레임 동기를 위한 프리앰블 심볼이며, 프리앰블에는 각 기지국마다 서로 직교하는 의사 잡음 코드

가 1024개의 부반송파(subcarrier) 중 284개에 코드가 할당되어 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 후에 전송된다[7]. 본 논문에서 프리앰블 심볼은 지상과 측위를 위한 신호 도달 시간을 얻기 위한 용도로도 사용된다. 즉, 수신신호를 기저대역(base band)으로 변환하여 상관기에 인가하였을 때 얻은 출력의 첨두 값이 위치한 시각을 신호 도달시간으로 간주한다. 이때 수신기의 시계와 기지국 송신기의 시계가 동기화되어 있지 않으므로 여러 기지국 신호들의 상대적인 도달시간을 이용하여 TDOA (Time Difference of Arrival) 측정치를 생성한다.

와이브로 망에서 기지국들은 GPS 클록을 이용하여 동기화되어 있으며, 일반적으로 이 때 GPS 클록의 주파수 안정도는 4×10^{-10} 이고 시각 동기 정확도는 100 ns 이하이다[8]. 각 기지국에서는 5 msec 마다 고유의 프리앰블을 동시에 방송하므로 수신기에서는 각 기지국의 프리앰블들을 상관기로부터 검출하여 TDOA 측정치를 얻을 수 있다. TDOA 측정치를 이용하여 2차원 측위를 하기 위해서는 최소한 3개 이상의 기지국 신호를 검출해야 하며, 안정적인 측위를 위해서는 4개 이상의 기지국 신호를 검출해야 한다.

2. ITU-R m.1225 채널 모델

와이브로의 무선통신 채널은 ITU-R m.1225 문서에 기반을 두어 모델링할 수 있으며, 채널 모델은 실내 환경, 보행자 환경, 차량 환경, 그리고 위성 환경의 4가지 실험환경으로 분류된다[9]. 각 실험환경마다 다른 경로 손실과 다른 채널 임펄스 응답 특성을 보이기 때문에 목적에 알맞은 실험환경을 선택하여 채널 모델링을 해야 한다. 본 논문에서 와이브로 시스템의 측위 대상을 보행자로 제한하였으며, 경로 손실과 다중경로에 의한 효과만을 보기 위하여 전파음영은 고려하지 않았다. 보행자 실험환경에서 거리에 의한 경로 손실은 다음과 같이 모델링 된다.

$$L[dB] = 40 \log_{10} R + 30 \log_{10} f + 49 \quad (1)$$

식에서 R은 기지국과 이동 단말기 사이의 거리를 나타내고 단위는 km이며, f는 반송파 주파수를 나타내고 단위는 MHz이다.

다중경로 효과는 채널 임펄스 응답의 TDL (Tapped Delay Line)로 모델링되며 식 (2)와 같이 나타낸다.

$$C(\tau, t) = \sum_{n=1}^{N_T} \sqrt{p_n} g_n(t) \delta(\tau - \tau_n) \quad (2)$$

식에서 p_n 와 τ_n 은 각각 n번째 경로의 파워와 시간 지연, N_T 는 다중경로의 경로 개수를 나타내며 각 변수들의 값은 ITU-R m.1225 문서에 명시되어 있다. $g_n(t)$ 는 n번째 경로의 도플러 스펙트럼을 나타내며, Clarke의 채널 모델을 기반으로 생성된다[9].

3. 동기 누적 기법

와이브로 신호의 프리앰블 심볼은 5 msec 마다 반복되기 때문에 상관기를 통과한 프리앰블 신호를 계속 동기 누적할 때 잔여 주파수가 존재하는 경우 다음과 같은 손실이 발생하게 된다[10].

$$L_c[dB] = 10 \log_{10} \left[\left(\frac{\sin(\pi f_{res} NT)}{\pi f_{res} NT} \right)^2 \right] \quad (3)$$

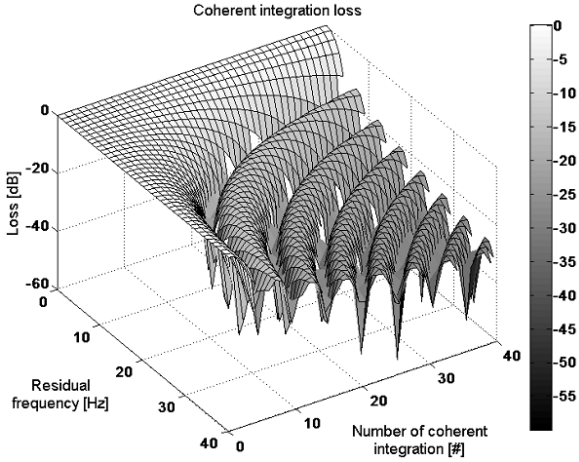


그림 1. 잔여 주파수와 동기 누적 횟수에 따른 누적 손실.
Fig. 1. Coherent integration loss according to residual frequency and number of coherent integration.

표 1. 주파수 오차와 동기 누적 횟수에 따른 누적 이득.
Table 1. Integration gain according to frequency error and coherent integration number.

주파수 오차 [HZ]	동기 누적 횟수	동기 누적 손실을 고려한 누적 이득 [dB]
25	2	2.09 dB
10	5	6.07 dB
5	10	9.08 dB
2	25	13.07 dB
1	50	16.08 dB

식에서 f_{res} 는 잔여 주파수를 나타내며, N_s 는 동기 누적 횟수, T 는 누적하는 신호의 주기를 나타낸다. 와이브로의 경우 T 는 5 msec이며, 잔여 주파수와 동기 누적 횟수에 따른 손실의 증가 양상은 그림 1과 같다. 그러므로 수신기의 가청성을 최대한 향상시키기 위해서는 잔여 주파수를 정확히 추정하여 이를 보정하여야 한다. 잔여 주파수 오차의 크기에 따라 1 dB 이하의 동기 누적 손실을 갖는 누적 횟수와 최종적인 누적 이득은 이론적으로 식 (3)에 의해 표 1과 같이 나타난다.

4. 지상파 측위를 위한 고정밀 잔여 주파수 추정기

수신기가 이동하는 경우나 수신기에서 생성하는 주파수가 송신 주파수와 일치하지 않는 경우 복조한 신호에 잔여 주파수 성분이 포함되며, 와이브로 시스템에서 통신을 위한 신호 추적의 경우, 일반적으로 20~50 Hz의 잔여 주파수 오차가 발생한다[3-5]. 이러한 경우 신호를 장기 누적할 때 손실이 증가하므로 신호의 잔여 주파수를 보다 정밀하게 추정하여 보정해야 한다.

각 기지국은 서로 다른 고유의 프리앰블 심볼을 방송하며, 이 프리앰블 신호들은 서로 다른 채널을 통해서 수신기에 도달하기 때문에 각 프리앰블 신호별로 잔여 주파수가 다를 수 있다. 이러한 상황에 대처하기 위하여 검출 가능한 모든 기지국에 대하여 잔여 주파수를 추정할 경우, SINR이 작은 이웃 셀 신호로부터 정확한 주파수 추정 값을 얻기 위해서는 추가적인 간섭 신호 경감 기법을 적용해야 하므로 시스템 복잡도가 증가한다. 또한 추가적인 기법 적용 시에 누적되는

오차에 의해 주파수 추정오차도 커진다. 와이브로 기지국 망은 GPS 클럭에 의하여 시각 및 주파수가 동기화되어 있으므로 2.4 GHz의 반송파 주파수와 GPS 클럭 안정도가 $4 \sim 6 \times 10^{-10}$ 임을 고려하면 기지국간 주파수 동기 오차는 2~3 Hz로 나타난다[8]. 또한 사용자가 정지 상태인 경우에는 채널에 의한 주파수 편이는 무시할 만큼 작다. 표 1로부터 약 10 dB의 동기 누적 이득을 얻기 위해서는 잔여 주파수 추정 오차가 2~3 Hz를 만족하면 되기 때문에 만약 기지국 신호에 대한 주파수 추정오차가 1 Hz 이내라면 기지국간 주파수 동기 오차나 채널 특성에 의한 주파수 편이를 고려하더라도 전체적인 주파수 오차는 5 Hz 이내가 된다. 따라서 본 논문에서는 수신기가 SINR이 가장 큰 소속 기지국에 대해서만 잔여 주파수를 추정하고 다른 기지국 신호에 대해서도 이를 이용하여 잔여 주파수를 보정하는 방식을 사용한다. 이 방식은 동기 누적 성능을 저하시키지 않으면서 시스템을 단순화 시킬 수 있다.

송신 주파수가 복조된 신호에는 정현파 형태의 잔여 주파수가 존재하게 되며, 샘플링 된 신호로 표현하면 다음과 같다.

$$s_{Rx}(mT_s) = A \cdot s(mT_s) \cdot e^{j(2\pi\Delta f mT_s + \theta)} + n_{Rx}(mT_s) \quad (4)$$

식에서 $S_{Rx}(t)$ 는 수신기에서 기저 대역으로 복조한 신호이고 $S(t)$ 는 송신 신호, T_s 는 샘플링 시간을 나타낸다. A , Δf , θ 는 각각 수신한 신호의 크기, 잔여 주파수, 위상을 나타내며, $n_{Rx}(t)$ 는 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. 기저 대역으로 복조된 신호를 상관기에 인가하여 프리앰블 심볼을 검출하게 되며, 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(l \cdot T_s) &= \frac{1}{N_s} \sum_{m=0}^{N_s-1} s_{Rx}(m \cdot T_s) \cdot s^*(m \cdot T_s + l \cdot T_s + \tau) + n(l \cdot T_s) \\ &= \frac{1}{N_s} A \cdot e^{j\theta} \sum_{m=0}^{N_s-1} s(m \cdot T_s) \cdot s^*(m \cdot T_s + l \cdot T_s + \tau) \cdot e^{j2\pi\Delta f mT_s} + n(l \cdot T_s) \end{aligned} \quad (5)$$

식에서 $n(t) = \frac{1}{N_s} \sum_{m=0}^{N_s-1} n_{Rx}(m \cdot T_s) \cdot s^*(m \cdot T_s + t + \tau)$ 이며, *는 켤레 복소 연산자, N_s 는 한 샘플링 주파수에 따라 정해지는 심볼 내의 샘플 개수, l 은 위상 천이 기준 함수의 이산 시간 지연, τ 는 T_s 보다 작은 값을 갖는 샘플링 비정합 (mismatch)을 나타낸다. 수신기의 클럭이 수신한 신호의 생성시의 클럭과 동기가 맞는다고 가정하면 N_s 는 상수로 볼 수 있다. 프리앰블 심볼은 한 프레임에 한 개만 존재하며, M 개의 프레임에 대한 프리앰블의 상관 출력 결과는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} r_i(l \cdot T_s) &= \frac{1}{N_s} A \cdot e^{j\theta} \sum_{m=0}^{N_s-1} \left\{ s(m \cdot T_s + iP N_s \cdot T_s) \cdot s^*(m \cdot T_s + l \cdot T_s + \tau) \cdot e^{j2\pi\Delta f (mT_s + iP N_s \cdot T_s)} \right\} + n_i(l \cdot T_s) \quad (6) \\ &\quad (i = 0, 1, 2, \dots, M-1) \end{aligned}$$

식에서 $n_i(t) = \frac{1}{N_s} \sum_{m=0}^{N_s-1} n_{Rx}(m \cdot T_s + iP N_s \cdot T_s) \cdot s^*(m \cdot T_s + t + \tau)$, P 는 한 프레임 내의 심볼 개수, i 는 i 번째 프레임을 나타낸다. 소속 기지국 신호의 상관기 출력의 첨두 값을 잡음에 비하여

충분히 크며, 상관기를 통과한 i 번째 프레임의 프리엠블 신호 첨두 값이 위치한 샘플이 프리엠블 샘플 중에서 l_{pi} 번째라고 가정한다. 이러한 경우, 연속적인 프레임의 각 프리엠블 심볼의 첨두 값은 매 프레임 시작 시점으로부터 각각 l_{pi} 번째에 존재한다. 수신기 클럭이 수신 신호와 일치하다고 가정하면 모든 첨두의 위치는 l_{pi} 번째로 보아도 무방하다.

M 개의 프레임에 대한 프리엠블 신호의 상관기 출력을 이용하여 잔여 주파수를 추정하는 방법으로는 시간 영역 방법과 주파수 영역 방법이 있다. 시간 영역에서 추정하는 방법으로는 상관기를 통과한 연속적인 프리엠블 심볼의 위상차를 이용하는 방법이 있다. 첨두 값의 평균적인 위상차로부터 추정된 잔여 주파수는 다음과 같다.

$$\hat{\Delta f}_{ime} = \frac{1}{2\pi \cdot P \cdot N_s \cdot T_s} \frac{1}{(M-1)} \sum_{i=0}^{M-2} \arg \left(\frac{r_{i+1}[l_{p(i+1)}]}{r_i[l_{pi}]} \right) \quad (7)$$

$$\cong \frac{1}{2\pi \cdot P \cdot N_s \cdot T_s} \frac{1}{(M-1)} \sum_{i=0}^{M-2} (2\pi \Delta f_i \cdot PN_s \cdot T_s + \Delta e_i)$$

식에서 $\arg()$ 는 위상 값을 얻는 함수, Δe_i 는 정리된 위상 성분 항을 제외한 나머지 항을 나타낸다. SNR이 클 경우 위상차는 채널의 특성이 변하지 않는 구간 내에서는 일정하므로 추정에 사용되는 프리엠블 개수 M 이 많아질수록 더 정확한 잔여 주파수를 추정할 수 있다.

주파수 영역에서 수신 신호에 있는 잔여 주파수 성분의 추정은 상관기를 통과한 연속적인 여러 개의 프리엠블의 일정 지점 신호에 대해 FFT 함으로써 이루어진다. 첨두 값들을 이용하여 잔여 주파수를 추정하기 위하여 영-삽입(zero-padding) [2]을 고려한 M_{FFT} point FFT를 수행한 결과를 표현하면 다음과 같다.

$$R(k) = \sum_{i=0}^{M-1} r_i[l_{pi}] \cdot e^{-j2\pi \frac{ki}{M_{FFT}}} \quad (k, i = 0, 1, 2, \dots, M_{FFT} - 1) \quad (8)$$

식에서 첨두 값에는 식 (6)에서 보는 바와 같이 잔여 주파수가 변조되어 있기 때문에 FFT 연산은 시간 축에 퍼져있는 잔여 주파수 성분의 에너지를 해당 주파수에 모아주는 역할을 하며, 이를 이용하여 잔여 주파수를 효율적으로 추정할 수 있다. 즉, $R(k)$ 의 절대 값을 최대로 만드는 k 를 찾음으로써 다음과 같이 잔여 주파수를 추정할 수 있다.

$$\hat{\Delta f}_{freq} = \frac{\hat{k}_{\max}}{M} f_{FR}, \quad \hat{k}_{\max} = \arg \max_k |R(k)| \quad (9)$$

식에서 f_{FR} 은 프레임 전송률을 나타내며, 와이브로 신호에서는 200 Hz로 정해져 있다.

제안한 두 가지 주파수 추정기법 모두 신호의 에너지를 상관기에서 한번 모아서 추정하며, 식 (9)의 주파수 영역 기법의 경우 추가적으로 FFT 단계에서 단일 주파수 성분을 다시 한 번 모아 $10 \log_{10}(M)$ 의 이득을 얻는다.

III. 모의실험 결과

1. 실험 환경

와이브로 시스템에서 수신기의 가청성 향상을 위한 잔여 주파수 추정기의 성능을 분석하기 위하여 ITU-R m.1225 문서

표 2. 시뮬레이션을 위한 시스템 변수.

Table 2. System parameters for simulation.

변수	변수 값
주파수 할당 대역	2.3 GHz~2.4 GHz
채널의 대역폭	10 MHz
시스템의 샘플링 주파수	20 MHz
TDD 프레임 길이	5 ms
OFDMA 심볼 길이	115.2 us
심볼당 FFT 크기	1024
부반송파 간격	9.765625 KHz
잡음 전력 스펙트럼 밀도	-104 dBm/10 MHz

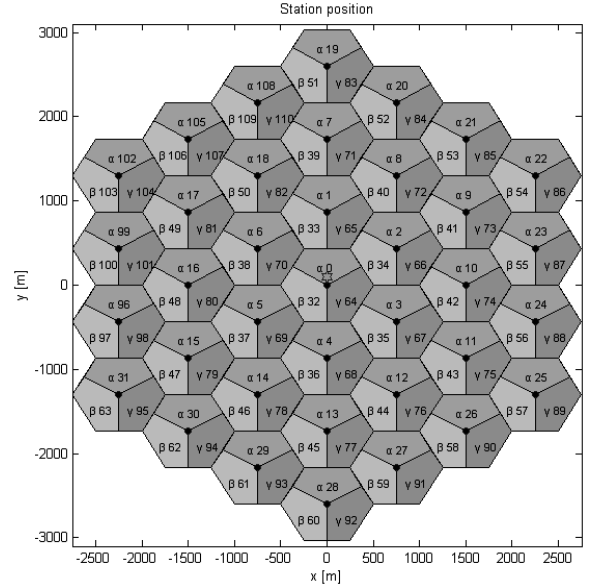


그림 2. 기지국 셀과 섹터의 배치 구조.

Fig. 2. Allocation of cells and sectors.

의 채널 모델을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 채널 환경은 'Outdoor to indoor and pedestrian test environment'로 가정하였으며 시뮬레이션에 사용한 시스템 상수는 표 2와 같다 [7].

시뮬레이터의 기지국은 그림 2와 같이 반경이 500 m인 37개의 셀 구조로 배치하였으며, 한 셀은 α, β, γ 세 섹터로 분할하여 각 섹터마다 다른 그룹의 의사 잡음 코드를 BPSK로 부호화하여 할당 하였다. 기지국 사이의 주파수 동기 오차 ϵ_f 는 1.5 Hz 미만으로 균일 분포하도록 설정하였다.

셀 경계 내에서 수신기가 데이터 심볼을 검출할 수 있도록 송신 신호의 전력을 아래 식에 의해 설정하였다.

$$P_r[dBm] = L_{ce} + P_r + G_M \quad (10)$$

식에서 P_r 는 최소 수신 감도 전력, L_{ce} 는 셀 경계에서의 경로 손실, 그리고 G_M 은 이득 마진이다. QPSK 데이터 변조와 1/2의 코드율, 1의 반복, -114 dBm/MHz의 잡음 전력을 가정하고 구현 손실과 수신 잡음 지수를 무시하였을 때 P_r 은 -99.86 dBm이다. 또한 500 m 반경의 셀 경계에서 L_{ce} 는 137.8 dB가 되며, G_M 은 3 dB로 가정하였을 때 심볼의 송신 전력을 41 dBm으로 설정하였다. 동기 누적 후의 검출 판별을 위한 SINR식은 다음과 같다.

$$SINR[dB] = \frac{N^2 \cdot S^2}{N \cdot \sigma^2 + N^2 \cdot I^2} \quad (11)$$

여기서 S^2 는 신호전력, I^2 는 간섭 신호의 전력, σ^2 은 잡음 전력, N 은 동기 누적 횟수를 나타낸다. 이 때 프리앰블 신호를 검출하는 문턱 값은 17 dB로 설정하였다.

시뮬레이션은 그림 2의 37개의 셀 중에서 좌표($x = 0$ m, $y = 0$ m)에 위치한 중앙 셀에서 100회의 반복 실험을 하였다. 잔여 주파수 추정 성능의 분석은 3개의 셀 경계가 만나는 지점인 좌표($x = 250$ m, $y = 433$ m)에서 수행 하였다. 이 결과를 토대로 잔여 주파수에 필요한 최적의 프리앰블 개수와 동기 누적 횟수를 설정하고 간섭 신호 경감 기법 적용 시에 검출되는 기지국 수의 개수를 분석하였다.

간섭 제거 기법은 다중경로가 없는 환경에서 제안된 방법과 이를 다중경로가 있는 환경에서 사용 가능하게 확장한 방법을 사용하였다[11]. 다중경로가 없는 환경에서 제안된 방법의 경우 가장 강한 기지국 신호의 크기, 위상, 시간 지연을 추정하여 검출 및 제거한 후에 다음 강한 기지국 신호에 대해 이를 반복하는 방식을 사용한다. 이 방식은 한 기지국 신호에 대해 간섭 제거 기법을 하나의 시간 지연 위치에만 적용하므로 여러 시간 지연 값에 신호가 퍼져있는 다중경로 환경에는 적합하지 않다. 다중경로가 있는 환경에서 제안된 방식은 한 기지국의 검출 가능한 모든 다중경로 성분이 모두 제거할 때까지 간섭 제거 기법을 적용하며 다음 강한 기지국에 대해 같은 기법을 반복 한다[11].

2. 실험 결과

수신되는 신호의 잔여 주파수가 50 Hz 이하의 균일한 분포를 갖는다고 가정할 때 사용되는 프리앰블의 개수에 따른 잔여 주파수 추정 성능을 식 (7)의 위상차를 이용한 방법과 식 (9)의 FFT 추정 방법에 대하여 분석하였다. 주파수 영역에서 잔여 주파수 추정기의 분해능은 FFT에 사용되는 샘플의 개수 M_{FFT} 에 영향을 많이 받으므로 FFT 샘플 개수는 1000으로 고정하여 주파수 추정 분해능에 의한 오차가 0.1 Hz 이하로 되도록 하였다. 이때 영 삽입의 개수는 1000 - M 개 사용하여

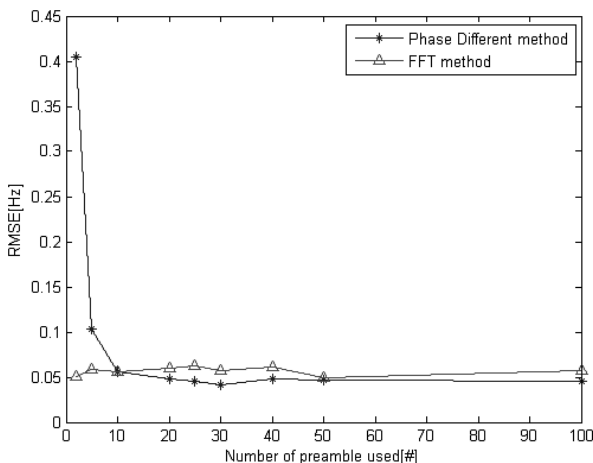


그림 3. 사용된 프리앰블 개수에 따른 FFT 기법 추정기와 위상차 기법 추정기의 RMSE 성능.

Fig. 3. RMSE of FFT method and Phase difference method estimator for various number of preamble used in estimation.

FFT 샘플 개수가 1000 개로 고정되도록 하였다. 셀 경계에서 주파수 추정에 사용되는 프리앰블 수 M 에 따른 시간영역과 주파수 영역 방식의 RMSE 성능은 그림 3과 같다. 위상차를 이용하는 방식은 주파수 추정에 사용된 프리앰블 심볼의 개수 M 이 증가할수록 RMSE가 작아지는 것을 확인하였으며, 10 이상의 M 에 대해서는 RMSE가 약 0.05 Hz로 성능이 수렴하는 것으로 나타났다. FFT 방식의 RMSE는 0.05 Hz 근방으로 나타났으며 FFT에 사용되는 M 의 증가에 따른 성능 향상이 나타나지 않았다.

본 논문에서 제안한 두가지 잔여 주파수 추정 기법 모두 10개 이상의 M 에 대하여 추정치의 RMSE가 0.05 Hz로 수렴하는 것을 확인할 수 있었다. 위상차 기법이 더 구현이 간단하므로 본 논문의 이후 실험에서는 10개의 프리앰블을 이용한 위상차 기반의 잔여 주파수 기법을 사용하여 성능을 분석한다. 전파 음영을 무시하면 식 (1)에 의해 셀 경계에서는 6.64 dB의 SINR로 신호를 수신할 수 있으며, 20 MHz로 샘플링된 프리앰블 신호가 상관기를 통과한 후에는 SINR이 33 dB 개선되어 40 dB에 근접하게 된다. 따라서 소속 기지국 신호를 이용하면 셀 내부의 어디에서나 정확한 시간 영역의 주파수 추정이 가능하다.

기지국 사이의 주파수 동기 오차를 1.5 Hz로 설정하였을 때, 이웃 기지국의 잔여 주파수 추정 오차는 ± 3 Hz가 된다. 이러한 경우, 표 1로부터 최적의 동기 누적 횟수는 20회 이하가 되며, 12 dB의 동기 누적 이득을 얻을 수 있다. 다른 RAS 신호에 의한 간섭이 없다고 가정할 경우 상관기에 의한 이득과 동기 장기 누적에 의한 12 dB 이득을 고려하면 식 (1)과 식 (11)에 의해 수신 단말기에서 3.4 km 이내에 있는 모든 RAS 신호의 SINR가 17 dB 이상이므로 검출 가능하다. 이는 수신 단말기가 그림 3의 가운데 셀에 속해 있다고 가정하면 가운데 셀에서 네 번째 링 둘레까지 해당하는 셀 신호에 대해서는 적절한 간섭 제거 기법을 통해 검출 가능성이 있음을 나타낸다.

장기 누적이 RAS 검출에 미치는 영향을 알기 위하여 동기 누적이 길이에 따라 검출되는 기지국 개수를 분석하였다. 다중 경로 신호가 없는 환경에서 기존의 간섭 제거 기법을 적용하고 주파수 추정에 10개의 프리앰블 심볼을 사용하였을 때 RAS로부터의 거리와 동기 누적 횟수에 따라 검출된 평균 RAS의 개수는 그림 4와 같다. 검출되는 RAS 개수는 동기 누적 횟수가 10으로 증가할 때까지는 증가하며 동기 누적 횟수가 클수록 누적 증가량에 비하여 RAS 검출 증가는 미미해진다. 이는 동기 누적 손실과 함께 동기 누적 횟수 증가에 의한 신호 왜곡에 의해 간섭 신호 상쇄 기법의 반복 적용 시에 오차가 누적되기 때문이다. 10회의 장기 누적을 수행할 경우, 장기 누적을 하지 않았을 때와 비교하여 RAS 평균 검출 개수가 58~78% 증가하였다.

다중경로 환경에서는 추가적인 간섭에 의해 SINR이 감소한다. 기존에 제안된 간섭 제거 기법은 다중 경로 신호를 고려하지 않았으므로 다중 경로 환경에서는 [11]의 간섭 및 다중경로 경감 기법을 이용하였다. 그림 5는 다중경로 환경에서 장기누적 동기 누적 횟수와 RAS와의 거리에 따른 기지국 검출 성능을 비교한 것이다. 다중경로 환경에서 장기 누적을 수행하기 전에 검출되는 평균 RAS 숫자는 1.9~6.68이고 10회

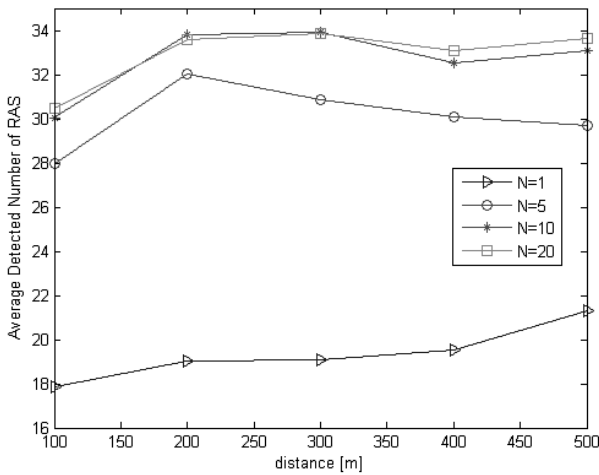


그림 4. 비 다중경로 환경에서 동기 누적의 횟수에 따른 평균 RAS 검출 개수.

Fig. 4. Average number of detected RAS after applying N number of coherent integration when there is no multipath.

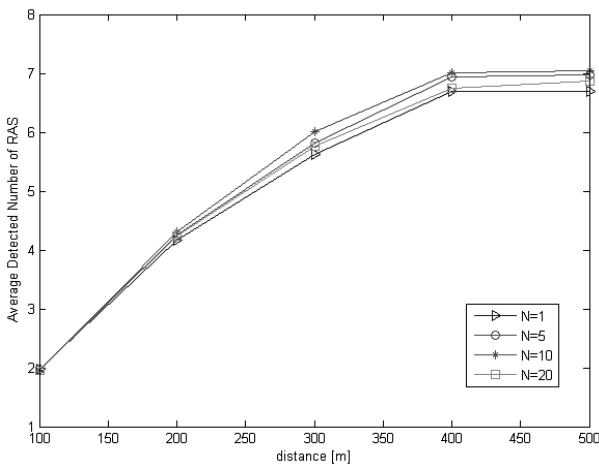


그림 5. 다중경로 환경에서 동기 누적의 횟수에 따른 평균 RAS 검출 개수.

Fig. 5. Average number of detected RAS after applying N number of coherent integration in multipath environment.

장기 누적 후에는 1.9~7.03으로 7% 이내로 증가한 것을 볼 수 있다. 다중경로 신호가 많은 환경에서는 주파수 추정 및 장기 누적 후에도 검출되는 RAS 개수의 증가량이 비 다중경로 환경에 비하여 많지 않았다. 이는 다중경로 신호에 의해 간섭의 영향력이 커서 주파수 추정 후 동기 누적을 수행하더라도 SINR의 개선이 미미하기 때문이다. 또한 간섭 및 다중경로 경감 기법의 반복적인 적용 시에 누적되는 신호 왜곡에 의해 제거되어야 할 간섭 신호들을 정상적으로 추정하지 못했기 때문이다.

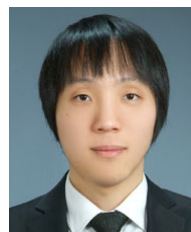
IV. 결론

본 논문에서는 와이브로 네트워크의 지상파 측위의 가청성 향상을 위한 잔여 주파수 추정기를 설계하고 성능을 분석하였다. 다중경로 환경에서 시간 영역과 주파수 영역의 잔여 주파수 추정 기법 성능을 분석한 결과, 시간영역의 위상차

기법이 효율적임을 확인하였다. 10개의 프리앰블을 이용하여 잔여 주파수를 추정할 경우 0.1 Hz 이내의 오차로 잔여 주파수를 추정할 수 있었다. 간섭 및 다중경로 경감 기법을 적용하고 10개의 주파수 추정 프리앰블과 10회의 동기 누적을 적용할 시에 기지국으로부터 200~500m에 위치한 경우에는 4개 이상의 RAS가 검출되었다. 제안한 기법을 와이브로 지상파 측위 시스템에 적용할 경우 가청성을 향상시킬 수 있으며, 그 결과 측위 성능을 향상시킬 수 있다.

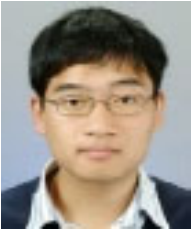
참고문헌

- [1] J. H. Park, H. J. Im, S. H. Song, and T. K. Sung, "Performance analysis of a residual frequency estimator for weak AGPS signals in frequency domain," *Journal of Institute of Control Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 16, no. 7, pp. 720-725, Sep. 2010.
- [2] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, 2nd Ed., Prentice Hall, 1999.
- [3] F. Daffara and O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multi-carrier transmission techniques," *IEEE Vehicular Technology Conference 95*, pp. 804-809, Jul. 1995.
- [4] F. Classen and H. Myer, "Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels," *IEEE Vehicular Technology Conference 94*, pp. 1655-1659, Jun. 1994.
- [5] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P.O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, Jul. 1997.
- [6] H. H. Chen, *The Next Generation CDMA Technologies*, Wiley, 2007.
- [7] IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor1-2005, "IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems amendment 2: physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands and corrigendum 1," pp. 356-361, Feb. 2006.
- [8] "OSA WiMAX Series datasheet," GPS receiver clock, Oscilloquartz, Switzerland, Mar. 2007.
- [9] ITU-R Recommendation m.1225, "Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000," pp. 24-28, 1997.
- [10] S. Soliman, S. Glazko, and P. Agashe, "GPS receiver sensitivity enhancement in wireless applications," *Proc. of the IEEE MIT-S International Topical Symposium on Technologies for Wireless Applications*, 1999.
- [11] J. W. Park, S. H. Song, and T. K. Sung, "Interference cancellation in multipath environment for mobile WiMAX Geolocation system," *IEEE/ION PLANS2010*, pp. 783-786, May 2010.



박지원

2008년 충남대 전기정보통신공학부 졸업. 2010년 동 대학원 전자전파정보통신공학과 석사졸업. 2010년~현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 박사과정. 관심분야는 신호처리 및 통신응용.



임 정 민

2011년 충남대 전기정보통신공학부 졸업. 2011년~현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 석사과정. 관심분야는 갈릴레오 및 저가형 수신기의 DGPS.



성 태 경

1984년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1986년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박). 1997년~현재 충남대 전기정보통신공학부 교수. 관심분야는 GPS/GNSS, 지상파 측위, UWB WPAN 측위, 위치인지 신호처리.