

# 약 신호 환경의 AGPS를 위한 잔여주파수 추정기의 주파수 영역 성능 분석

## Performance Analysis of a Residual Frequency Estimator for Weak AGPS Signals in Frequency Domain

박 지 희, 임 현 자, 송 승 헌, 성 태 경\*

(Ji Hee Park, Hyun Ja Im, Seung-Hun Song, and Tae-Kyung Sung)

**Abstract:** In AGPS method, user position can be obtained even in the shadow region by improving signal sensitivity. A hybrid long integration scheme employing both coherent and non-coherent integration method is commonly used in AGPS receivers. Because coherent loss increases as residual frequency become large, residual frequency should be minimized to maximize coherent integration gain. This paper presents performance analysis of residual frequency estimator using FFT in fine-time assistance AGPS method. Considering the hardware complexity and the estimation accuracy, optimal length of FFT is proposed for GPS L1 C/A signal. Signal sensitivity for estimating the residual frequency is also analysed. By field experimental results, it is found that the residual frequency can be successfully estimated using 1 second snap-shot data when GPS signal strength is larger than -150 dBm and its RMS error is 3Hz.

**Keywords:** assisted GPS, long integration, residual frequency, FFT

### I. 서론

AGPS (Assisted Global Positioning System) 기술은 기존 GPS 수신기에 비하여 TTFF (Time to First Fix)를 줄이고 GPS 신호의 음영지역인 도심이나 실내에서도 신호를 획득하여 위치를 구할 수 있도록 하기 위하여 제안되었다. AGPS 수신기는 PDE (Position Determining Equipment)에서 생성한 보조정보를 무선 통신망을 통해 수신함으로써 TTFF를 줄일 수 있을 뿐 아니라 수신감도(sensitivity)를 향상시켜 약 신호 획득이 가능하다[1].

일반적으로 AGPS 수신기에서는 PDE에서 제공하는 보조정보를 이용하여 주파수와 시간 지연 검색 범위를 축소하고 일정 주파수 간격(bin)과 시간 지연 간격마다 상관 결과를 구한 후, 최대값을 찾는 주파수와 C/A 코드 지연시간을 동시에 찾음으로써 초기 동기 절차를 수행한다. 그러나 AGPS 수신기는 약 신호 환경에서 사용됨을 전제하기 때문에 신호의 민감도를 향상시켜야 하며, 수신감도 향상을 위하여 시간 영역에서 장기 누적 기법(long integration method)을 사용한다. AGPS 수신기에서는 일반적으로 동기 누적(coherent integration) 결과를 비동기 누적(non-coherent integration)하는 동기/비동기 혼합 누적 기법을 사용한다[1,2]. 동기 누적 방식은 일정 개수의 주기 신호를 누적하여 수신감도를 향상시키며, 이때 발생하는 동기 누적 손실은 수신신호의 잔여주파수(residual frequency), 동기 누적 시간, 데이터 비트 동

기 오차, 샘플링 오차, 양자화 오차 등에 의해 결정된다[1]. 데이터 비트 동기 오차, 샘플링 오차, 양자화 오차가 충분히 작은 경우에도 잔여주파수 성분이 존재하면 동기 누적 시간이 길어질수록 동기 누적 손실이 커지게 되므로 동기 누적 시간을 무조건 길게 할 수 없다. 비동기 누적 방식은 수신신호의 절대값을 누적하여 수신감도를 향상시키며, 이때 제곱화(squaring)에 의하여 잔여주파수 위상에 영향을 받지 않는다. 그러나 잡음의 확률적 분포 특성이 변하게 되어 비동기 누적 손실이 발생하게 되며, 동기 누적 후의 SNR (Signal to Noise Ratio)이 작아질수록 손실은 커진다[1,3]. 따라서 성공적인 약 신호 획득을 위해서는 동기 누적 시간을 최대한 길게 하여 신호의 SNR을 충분히 높인 후에 비동기 누적을 수행함으로써 전체 누적 손실을 최소화하도록 동기/비동기 혼합 누적 기법을 설계하여야 한다.

잔여주파수는 GPS 위성의 이동속도, 수신기 클럭 오프셋(offset), 사용자의 속도 등에 의하여 발생하며, 위성의 속도는 보조정보에 의해 대략적으로 보정될 수 있다. 그러나 클럭 오프셋이나 사용자의 속도는 예측하기 불가능하며, 일반적으로 수십~수백 Hz의 잔여주파수 오차를 발생시킨다[4]. 검색 주파수 간격이 커서 잔여주파수가 큰 경우에는 동기 누적 시간이 짧아져서 동기/비동기 혼합 누적 기법의 이득이 낮아진다. 그러나 동기 누적 시간을 길게 하기 위하여 주파수 검색 간격을 좁히면 신호획득을 위한 계산시간이 현저하게 증가한다. 따라서 효율적인 동기/비동기 혼합 누적 기법을 이용하기 위해서는 잔여 주파수 성분을 최대한 정확히 추정하고 보상하는 것이 선결 과제이다.

잔여주파수 성분을 효율적으로 추정 및 보상하기 위해 FFT 기법을 사용한 잔여주파수 추정 기법이 제안되었다[5]. 그러나 기존에 제안된 기법은 동기/비동기 혼합 누적 기법의 성능을 최대로 하기 위한 FFT의 길이에 대한 해석이 미

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2010. 2. 2., 수정: 2010. 3. 19., 채택확정: 2010. 4. 13.

박지희, 임현자, 송승헌: 충남대학교 전자전파정보통신공학과

(applearoma@naver.com/rrrr27@cnu.ac.kr/lspheonix@hanafos.com)

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

※ 이 논문은 민간검용기술개발 “GPS 고감도 디지털 신호처리 기술” 사업으로 지원받아 연구되었음.

흡하였으며, 수신신호의 SNR에 따른 잔여주파수 추정 성능에 대한 분석이 이루어지지 않았다. 또한 기존의 AGPS 민감도 향상에 대한 연구는 일정량의 잔여주파수가 존재한다고 가정하고 수신신호의 세기에 따라 시간 영역에서의 동기/비동기 혼합 누적 기법에 의한 상관기 출력에서의 SNR 분석을 통하여 신호획득에 대한 민감도 분석에 대하여 진행되었다[6].

본 논문에서는 먼저 [5]에서 제안한 잔여주파수 추정기 개념을 이용하여 GPS L1 C/A 신호에 대한 잔여주파수 추정기를 설계하였다. 이때 추정성능을 보장하기 위한 최적의 FFT의 길이를 선택하는 방법을 제시하였으며, 수신신호에 대한 잡음의 영향을 고려하여 FFT를 수행할 때 영 삽입(zero padding)의 영향을 정량적으로 해석하고 FFT의 길이에 따른 손실을 분석하였다. 다음으로 본 논문에서는 잔여주파수 추정기의 민감도를 향상시키기 위하여 주파수 영역에서의 비동기 누적 기법을 도입하고 잔여주파수 추정기 출력의 SNR에 영향을 주는 요소들을 파악한 후 잔여주파수 추정이 가능한 신호 세기의 한도를 분석하였다. 이를 통하여 잔여주파수 추정기가 동작할 수 있는 신호의 한계를 구하였고 GPS L1 C/A 신호에 대한 최적의 FFT 길이를 제시하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서 누적 손실의 요인을 알아보고, 잔여주파수 추정기의 구조 및 추정기 출력 신호에 대한 잡음특성을 분석함으로써 AGPS 수신기의 수신환경에 최적화된 잔여주파수 추정기를 설계한다. III 장에서는 구현한 잔여주파수 추정기의 성능을 알아보기 위하여 실제 실험을 통하여 성능을 분석하며, 마지막으로 IV 장에서 결론을 맺는다.

**II. FFT를 이용한 잔여주파수 추정기**

시간 영역에서의 동기 누적은 일정 길이의 주기신호를 더하여 수신감도를 향상시킨다. 잔여주파수 성분이 없다면 수신감도는  $10\log(N)[dB]$  만큼 높아진다. 그러나 잔여주파수 성분이 존재할 경우 손실이 발생하며, 이때 발생하는 동기 누적 손실(coherent integration loss)의 크기는 다음과 같다 [7].

$$\text{Coherent loss (CL)} = -10\log_{10}\left[\left(\frac{\sin(\pi(f-\hat{f})NT)}{\pi(f-\hat{f})NT}\right)^2\right] \quad (1)$$

(1)에서 N은 동기 누적 개수, T는 주기신호의 주기,  $f-\hat{f}$ 은 잔여주파수 성분이다. 따라서 누적개수가 일정할 경우, 동기 누적 손실은 잔여주파수에 의해 결정되며, 이에 의해 발생하는 손실은 비동기 누적 손실에 영향을 준다. 수신신호 세기가 -150dBm인 잡음환경을 예로 들어보자. 1초의 GPS 신호를 20ms의 동기 누적 이후 50번의 비동기 누적을 한다고 가정한다. 이때 잔여주파수에 의해 발생하는 손실을 0.5dB라 하면 동기 손실이 없을 때와 비교하여 비동기 손실이 약 0.4dB만큼 추가로 발생된다. 즉, 동기 누적 손실에 의하여 동기 누적 후의 신호의 SNR이 저하되며, 그 결과 비동기 누적 손실에도 영향을 줌으로써 전체 손실을 더욱 커지게 만든다. 따라서 전체 누적 손실을 줄이기 위해서는

잔여주파수 성분을 정확하게 보정해 줌으로써 주파수 오차를 최소화시켜 주어야만 한다. 본 논문에서는 GPS L1 C/A 코드에 대하여 최적화된 잔여주파수 추정기를 설계하고 성능을 분석한다.

**1. 잔여주파수 추정기**

본 논문에서는 GPS L1 C/A신호에 대한 잔여주파수 추정기를 설계하였다. 수신기는 스냅샷(snapshot) 모드를 가정하며, PDE로부터 가시위성 정보, 대략적인 코드지연시간 및 검색 범위, 대략적인 도플러 주파수 및 검색 범위, 데이터 비트열의 시작 시점에 대한 보조정보를 제공 받는다고 가정한다. 이때 데이터 비트열에 대한 정보는 제공받지 않는다고 가정한다. GPS 서버로부터 제공받는 보조정보의 경우 100μsec 이내로 시각동기가 이루어진 정밀 시각 보조(fine-time assistance)라고 가정한다[1]. 제공받은 코드지연시간을 통하여 코드검색 구간을 대폭 줄일 수 있으며 도플러 정보를 사용하여 신호에 포함되어 있는 도플러를 대략적으로 제거할 수 있다. 데이터 비트의 시작 시점을 정밀하게 알 수 있기 때문에 데이터 비트 반전의 영향을 최소화하기 위하여 1ms 코드 상관기의 출력을 비트열의 시작 시점으로부터 20개씩 잘라서 사용한다.

본 논문에서는 FFT 기법을 사용하여 잔여주파수를 추정하며, 그림 1은 잔여주파수 추정기의 전체 구조를 보인 것이다[7]. 샘플링 주파수  $f_s$ 는 16.3676MHz로 가정하였고, 1ms 동안 샘플 개수는  $N_1=16368$ 개이다. 수신신호에서 대략적인 도플러 주파수를 제거한 후 FFT를 수행하며, 이때 사용되는 1ms 상관기의 개수는 GPS L1 C/A 신호의 비트 주기(20ms)를 고려하여  $N_2=20$ 개로 정하였다. 20ms의 데이터에 대한 FFT 출력의 크기가 충분하지 못할 경우 데이터 비트의 영향을 제거하기 위하여 출력의 크기를 누적하여 추정기의 민감도를 향상시킨다. 이때 잔여주파수 추정을 위하여 스냅샷으로 저장된 1초 동안의 신호를 사용한다고 가정한다.

이제 잔여주파수 추정기의 성능을 알아보기 위하여 그림 1의 잔여주파수 추정기의 신호 흐름을 해석적으로 분석한다. 그림 1의  $s(nT_s)$ 가 GPS L1 대역의 C/A 코드를 수신한 후 IF 대역으로 변환한 이산신호라 가정하면 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$s(nT_s) = AD(nT_s)c[(n+\tau)T_s]e^{j2\pi(f_{IF}+f_D)nT_s} + w(nT_s) \quad (2)$$

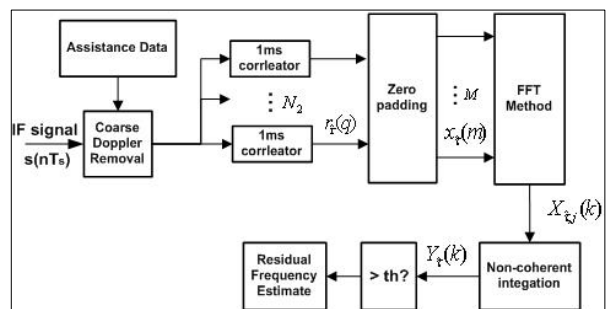


그림 1. 잔여주파수 추정기 구조도.

Fig. 1. Structure of residual frequency estimator.

(2)에서 A는 신호의 크기, D(·)는 데이터 비트, c(·)는 C/A 코드, w(·)는 영 평균이고 분산이  $\sigma_w^2$ 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다. 또한  $\tau$ 는 C/A 코드 위상 지연,  $f_r$ 는 중간 주파수,  $f_D$ 는 도플러 주파수,  $T_s=1/f_s$ ,  $n$ 은 샘플 번호로써  $n=p+qN_1+rN_1N_2$ 이다.  $p, q, r$ 은 각각  $0 \leq p \leq N_1 - 1, 0 \leq q \leq N_2 - 1, 0 \leq r \leq N_3 - 1$ 인 정수이고  $N_3$ 는 FFT 출력의 비동기 누적의 개수를 나타내며, 1초 동안의 신호를 이용하기 때문에  $N_3=50$ 이다. 그림 1의  $r_{\hat{\tau}}(q)$ 는 보조정보를 이용하여 대략적인 도플러를 제거한 후 병렬로 20개의 1ms 상관기를 통과한 신호를 나타내며, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_{\hat{\tau}}(q) = \frac{1}{N_1} \sum_{p=0}^{N_1-1} c[(n+\hat{\tau})T_s] \left[ AD(nT_s)c[(n+\tau)T_s]e^{j2\pi\tilde{f}_D(n)T_s} + w(nT_s) \right] \\ = AD(nT_s)Corr(\tau-\hat{\tau})e^{j2\pi\tilde{f}_D(qN_1)T_s} \cdot \frac{1}{N_1} \sum_{p=0}^{N_1-1} e^{j2\pi\tilde{f}_D(p)T_s} \\ + \frac{1}{N_1} \sum_{p=0}^{N_1-1} c[(p+\hat{\tau})T_s]w(nT_s) \\ = AD(nT_s)Corr(\tau-\hat{\tau})e^{j2\pi\tilde{f}_D(qN_1)T_s} \cdot \Phi(\tilde{f}_D T_s, N_1) + w_c(q) \\ (\hat{\tau}=0, \dots, N_1-1, q=0, \dots, N_2-1, r=0) \quad (3)$$

식에서  $\tilde{f}_D$ 는 잔여주파수 성분,  $\hat{\tau}$ 은 GPS 수신기가 추정한 코드 지연 값으로서 보조정보를 이용하여 검색 범위를 제한할 수 있다.  $\Phi(\tilde{f}_D T_s, N_1)$ 는 periodic-sinc 함수로서  $\sin(\pi\tilde{f}_D N_1 T_s) / (N_1 \sin(\pi\tilde{f}_D T_s))$ 로 정의된다.  $\tau$ 값을 정확히 알지 못하기 때문에 보조정보로 제공된 대략적인  $\hat{\tau}$ 값과 검색 범위를 이용하여  $\hat{\tau}$ 을 이동하면서 상관값이 최대가 되는 시점을 찾아 이때의 상관기 출력을 이용하여 잔여주파수를 추정한다.  $Corr(\cdot)$ 은 자기상관 함수로써 다음과 같이 모델링할 수 있다.

$$Corr(\tau-\hat{\tau}) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau-\hat{\tau}|}{16}, & \frac{|\tau-\hat{\tau}|}{16} \leq 1 \\ 0, & \frac{|\tau-\hat{\tau}|}{16} > 1 \end{cases} \quad (4)$$

(3)의  $w_c(\cdot)$ 는 가우시안의 합이기 때문에 역시 가우시안이며, 영 평균이고 분산이  $\sigma_w^2/N_1$ 인 AWGN이다[2,8].

데이터 비트의 모호성으로 인하여 20ms 이내의 신호를 이용하여 FFT를 수행해야 하며, 대략적인 도플러를 제거한 후 얻은 (3)의 1ms 상관 값들을 이용하여 FFT를 수행함으로써 잔여주파수를 추정할 수 있다. 이때 20개의 상관값을 이용하는 경우의 추정 주파수의 간격은 50Hz로 동기 누적 손실을 줄이기 위한 잔여주파수 보상을 제대로 할 수 없다. 따라서 잔여주파수 오차를 줄이기 위해서는 추정 주파수의 간격을 좁혀야 하며, 본 논문에서는 영 삽입 기법을 사용하였다. 그림 1의  $x_{\hat{\tau}}(m)$ 은 영 삽입 이후의 값으로서 다음과 같이 표현된다[9].

$$x_{\hat{\tau}}(m) = \begin{cases} r_{\hat{\tau}}(m), & 0 \leq m < N_2 \\ 0, & N_2 \leq m < M \end{cases} \quad (5)$$

(5)에서 M은 영 삽입 이후의 FFT의 길이를 나타낸다. 그림 1의  $X_{\hat{\tau},0}(k)$ 는 (5)를 이용하여 FFT한 값으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$X_{\hat{\tau},0}(k) = \frac{1}{N_2} \sum_{m=0}^{M-1} x_{\hat{\tau}}(m)e^{-j2\pi\frac{km}{N_2}} \\ = AD(nT_s)Corr(\tau-\hat{\tau}) \cdot \Phi(\tilde{f}_D T_s, N_1) \\ \cdot \Phi\left(\left(\tilde{f}_D - f_s \frac{k}{N_1 M}\right) \cdot N_1 T_s, N_2\right) + w_f(k) \quad (6) \\ (k=0, \dots, M-1, \hat{\tau}=0, \dots, N_1-1, r=0)$$

식에서  $w_f(\cdot)$ 는 영 평균이고 분산이  $\sigma_w^2/N_1N_2$ 인 complex AWGN이다. 0을  $(M-N_2)$ 개 만큼 삽입할 경우, 주파수 간격은  $f_s/(N_1N_2)$ 에서  $f_s/(N_1M)$ 로  $M/N_2$ 배 만큼 좁혀진다. 그러나 영 삽입은 주파수 간격을 좁힐 수 있을 뿐이며, 추정 주파수의 해상도(resolution)를 개선시킬 수는 없다. 따라서 데이터 비트열을 알 수 있을 때 M개의 1ms 상관값 출력을 이용하여 잔여주파수를 추정하는 경우에 비하여 영 삽입을 이용한 M-점 FFT로 구한 잔여주파수 추정치는 더 큰 추정오차를 갖는다.

(6)의  $X_{\hat{\tau},0}(k)$ 의 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$SNR_{X_{\hat{\tau}}} = 10 \log_{10} \left( \frac{A^2 D(nT_s)^2 Corr(\tau-\hat{\tau})^2 \Phi(\tilde{f}_D T_s, N_1) \Phi(f_c N_1 T_s, N_2)^2}{\sigma_w^2} \right) \\ + 10 \log_{10}(N_1 N_2) \quad (7)$$

식에서  $f_c = \tilde{f}_D - f_s \cdot k/(N_1M)$ 로 정의되며, 잔여주파수 추정기로 보정되지 않은 주파수 성분을 의미한다. (6)을 통하여 얻어진 주파수 성분 중에서 문턱값(threshold)을 넘는 최대값을 찾음으로써 잔여주파수 추정치를 구할 수 있다. 이때 (7)에서 보는 바와 같이  $X_{\hat{\tau},0}(k)$ 의 SNR은 수신신호의 SNR인  $A^2/\sigma_w^2$ 에 의해 결정되기 때문에 수신신호가 미약할 경우 문턱값보다 큰 주파수 성분이 없을 수 있다. 이러한 경우, 매 20ms 마다 FFT 한 출력의 크기를 주파수 축에서 누적함으로써  $X_{\hat{\tau},0}(k)$ 의 SNR을 개선시킬 수 있으며, 이를 이용하여 잔여주파수를 추정할 수 있다. 그림 1의  $Y_{\hat{\tau}}(k)$ 은 주파수 축에서 비동기 누적한 값으로서 다음과 같다.

$$Y_{\hat{\tau}}(k) = \frac{1}{N_3} \sum_{r=0}^{N_3-1} |X_{\hat{\tau},r}(k)| \quad (8)$$

$Y_{\hat{\tau}}(k)$ 의 SNR은 다음과 같이 나타낼 수 있다[3].

$$SNR_{Y_{\hat{\tau}}} = SNR_{X_{\hat{\tau}}} + 10 \log_{10}(N_3) - L_{NC} \\ L_{NC} = \left( \frac{\frac{\pi}{2} \left\{ e^{-\frac{1}{4}snr_{X_{\hat{\tau}}}} \left[ \left( 1 + \frac{1}{2}snr_{X_{\hat{\tau}}} \right) I_0\left(\frac{1}{4}snr_{X_{\hat{\tau}}}\right) + \frac{1}{2}snr_{X_{\hat{\tau}}} I_1\left(\frac{1}{4}snr_{X_{\hat{\tau}}}\right) \right] - 1 \right\}^2}{snr_{X_{\hat{\tau}}} + 2 - \frac{\pi}{2} \left\{ e^{-\frac{1}{4}snr_{X_{\hat{\tau}}}} \left[ \left( 1 + \frac{1}{2}snr_{X_{\hat{\tau}}} \right) I_0\left(\frac{1}{4}snr_{X_{\hat{\tau}}}\right) + \frac{1}{2}snr_{X_{\hat{\tau}}} I_1\left(\frac{1}{4}snr_{X_{\hat{\tau}}}\right) \right] \right\}^2} \right)_{dB} \quad (9)$$

식에서  $snr_{X_{\tau}} = 10^{\frac{SNR_{X_{\tau}}}{10}}$ 를 나타낸다. (9)에서 보는 바와 같이 비동기 누적을 통하여  $10\log_{10}(N_3) - L_{NC}$  만큼의 추가 이득이 발생하게 되며, 이를 통하여 미약신호에 대한 잔여 주파수 추정이 가능하게 된다. 이때 제곱 연산에 의하여 발생하는 비동기 누적 손실은  $X_{\tau,0}(k)$ 의 SNR에 영향을 받으며, SNR이 낮을수록 손실이 지수적으로 커진다[3]. (8)을 이용하여 얻은  $Y_{\tau}(k)$  값 중에서 최대값을 갖는 k의 위치를 찾음으로써 잔여주파수를 다음과 같이 추정 할 수 있다.

$$\hat{f}_D = f_s \frac{1}{N_1 M} \cdot \arg_{k, \tau} \quad (10)$$

$f_s, N_1, N_2, N_3$ 가 정해져 있을 때 (6)-(10)으로부터 잔여주파수 추정기의 성능은 입력 신호의 SNR  $A/\sigma_w^2$ 과  $M$ 에 의하여 결정되는 것을 알 수 있다.  $M$ 은 영 삽입 개수에 의해 결정되는 값으로서 FFT의 길이를 결정하며,  $M$ 을 크게 하면 (10)의  $\hat{f}_D$ 를 더욱 조밀하게 추정할 수 있다. 또한  $A/\sigma_w^2$ 는  $Y_{\tau}(k)$ 의 SNR에 영향을 주며, 잔여주파수 추정기가 1초 누적을 통하여 성공적인 추정을 할 수 있는지 여부를 결정하는 요소이다.

2. 잔여주파수 추정기 성능 분석

잔여주파수 추정기를 이용하여 주파수를 추정하면 FFT의 길이에 따른 격자의 1/2에 해당하는 추정 오차가 발생할 수 있다. 상관 값 20개를 사용하여 잔여주파수를 추정하였을 때 FFT의 길이에 따라 발생할 수 있는 격자 오차 및 이에 따른 손실을 살펴보면 표 1과 같다. 앞에서 가정한 바와 같이 100μsec 이내의 시각 동기 오차가 존재할 때 발생하는 비트열의 시작점 차이의 오차 및 비트 반전에 의한 오차 등에 의해 발생하는 손실이 0.5dB 이내인 점을 고려하여 격자 손실이 0.5dB 이하가 되도록 하기 위해서는 64-점 FFT를 선택해야 한다. 그러나 실제 추정 오차는 격자 오차 이외에 영 삽입이나 잡음 등의 추가적인 오차에 의하여 크기가 증가한다. 따라서 0.5dB 이내의 손실을 보장하기 위해서는 128-점 FFT 이상을 선택하는 것이 바람직하다.

그림 2는 FFT 크기를 128-점으로 선택하였을 때 발생할 수 있는 잔여주파수 3.9Hz에 대하여 (9)의 SNR 값을 수신 신호 세기에 따라 도시한 것이다. 그림에서 이상적인 경우는 (7)의  $\hat{f}_D = f_e = 0$ 이고 (9)의  $L_{NC} = 0$ 일 때, 즉 잔여주파수 오차가 없고 데이터 비트열을 완전히 알고 있다고 가정했을 때의 값을 나타낸 것이고  $t_c=20, t_m=50$ 의 경우는 1ms 상관기를 20개 이용하여 FFT를 수행한 후 비동기 누적을 50회 했을 때 손실을 고려하여 계산한 결과이다. 그림 2를 통해 주파수 축에서 비동기 누적을 통하여 이론적으로 수신신호 세기가 약 -150dBm일 때의 경우에도 잔여주파수의 추정이 가능함을 알 수 있다.

표 1. FFT의 길이에 대한 격자 오차.

Table 1. Frequency resolution error according to length of FFT.

FFT의 길이 (점)	20	32	64	128	256	512
격자 오차 (Hz)	25	15.6	7.8	3.9	2	1
격자 손실 (dB)	3.92	1.44	0.35	0.09	0.02	0.01

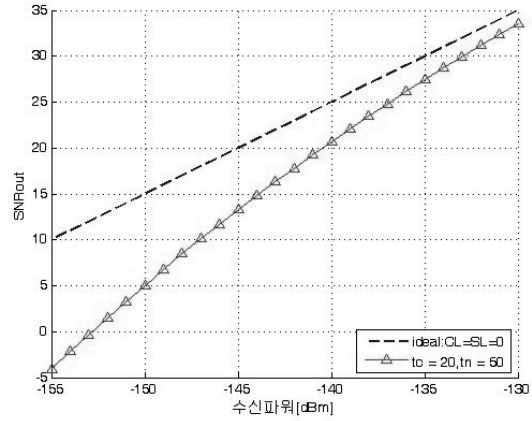


그림 2. 수신신호의 세기에 따른 잔여주파수 추정기 출력의 SNR.

Fig. 2. Received signal power vs SNR of the residual frequency estimator.

III. 실험 결과

잔여주파수 추정기의 성능을 확인하기 위하여 후 처리 (post-processing) 방식으로 잔여주파수 추정기를 구현하였다. 후 처리를 위한 IF 데이터 및 보조정보를 획득하기 위하여 그림 3과 같은 AGPS IF 데이터 획득 시스템을 구현하였다. 가시위성, 코드지연시간, 그리고 도플러 주파수 등에 대한 보조정보를 획득하기 위하여 NovAtel사의 DL-4+ GPS 수신기를 사용하였다. NordNav사의 NordNav-R25 수신기를 통하여 1초 동안의 IF 데이터를 획득하였으며 NordNav-R25의 사양은 다음과 같다.

약 신호 획득에 대한 성능을 분석하기 위하여 일정 간격마다 감쇠기(attenuator)의 세기를 바꿔가며 NordNav-R25를 이용하여 IF 데이터를 수집하였다. 이때 NordNav-R25 수신기에서 제공하는 도플러 주파수에는 수신기 클럭 바이어스가 포함되어 있다. 따라서 이를 제거하고 감쇠기를 통과하기 이전의 수신신호의 세기를 구하기 위하여 별도로 옥외에 설치된 NordNav-R25 수신기에서 C/N0(Carrier to Noise Density)값과 수신기 클럭 바이어스 정보를 제공 받았다. C/N0정보와 감쇠기의 세기를 이용하여 수집한 약 신호의 세기를 계산하였다. 저장된 1초 동안의 IF 데이터를 이용하

표 2. NordNav-R25 GPS 수신기 사양.

Table 2. NordNav-R25 specification.

샘플링 주파수	IF 주파수	코드 해상도	코드 격자 오차
16.3676MHz	4.1304MHz	1/16 chip	1/32 chip

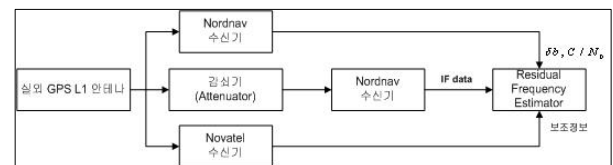


그림 3. AGPS IF 데이터 획득 시스템 구조도.

Fig. 3. Block diagram of AGPS IF data acquisition system.

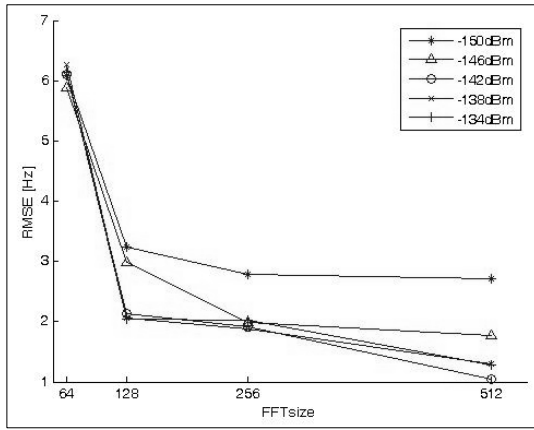


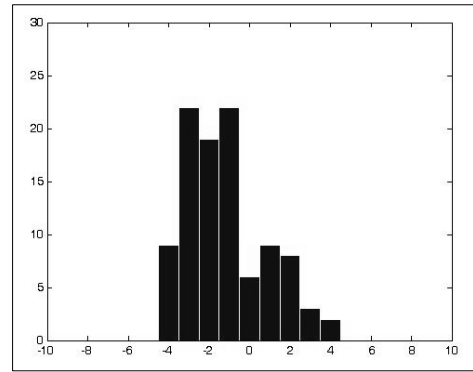
그림 4. FFT의 길이에 따른 주파수 추정 오차.  
Fig. 4. RMSE vs length of FFT.

여 대략 시간 보조(coarse-time assistance) 방식으로 데이터 비트열의 정확한 시작 시점을 구한 후 100 $\mu$ sec 이내에서 임의로 시작 시점 오차를 추가하였다.

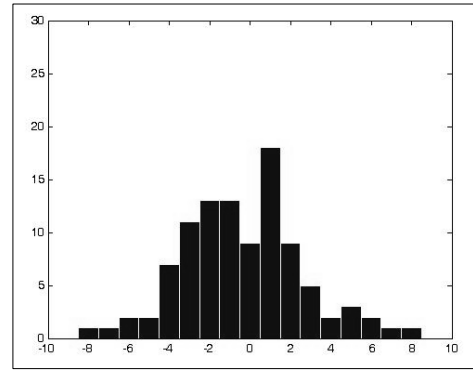
잔여주파수 추정기의 성능평가를 위하여 두 가지 사항에 대하여 실험을 진행하였다. 첫 번째로 실제 상황에서 원하는 잔여주파수 추정 성능을 보장하기 위한 최적의 영 삽입 개수, 즉 FFT의 길이를 결정하기 위하여 FFT의 길이 별로 추정 성능을 알아보았다. 다음으로 잡음 환경에서 잔여주파수 추정기의 안정성을 살펴보기 위하여 신호의 세기에 따른 추정기의 오차 성능을 반복실험을 통하여 분석하였다.

FFT의 길이에 따른 잔여주파수 추정기의 성능을 확인하기 위하여 신호의 세기에 따라 반복실험을 진행하였다. 감쇠기의 세기를 바꿔가면서 수신신호의 세기가 -134dBm, -138dBm, -142dBm, -146dBm, 그리고 -150dBm이 되도록 만든 후 1초 동안의 IF 데이터를 저장하였다. 그림 4는 각각의 신호세기에 따라 20회의 1초 데이터를 수집하여 FFT의 길이에 따른 주파수 추정치의 RMSE (Root Mean Square Error)를 구한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 FFT의 길이가 128-점 이상인 경우에 신호의 세기에 관계없이 RMSE가 4Hz 이하가 되며, FFT의 길이가 커짐에 따라 추정 성능이 좋아지는 것을 확인 할 수 있다. 하지만 FFT의 길이가 증가함에 따라 하드웨어 복잡도 또한 증가하므로 무조건 FFT의 길이를 늘릴 수 없다. 따라서 약 신호 환경에서 20ms 동기 누적 손실을 충분히 작게 하기 위해서는 128-점 FFT나 256-점 FFT를 이용하여 잔여주파수를 구하는 것이 바람직하다.

약 신호에서의 잔여주파수 추정기의 안정성 및 추정 오차 분포를 살펴보기 위하여 반복실험을 통하여 성능을 분석하였다. 그림 5는 FFT의 길이를 256-점으로 선택하였을 때, 강 신호(@-134dBm)와 약 신호(@-150dBm)에 대하여 각각 1초 데이터를 100회 수집한 후 이를 이용하여 구한 100개의 잔여주파수 추정치의 히스토그램(histogram)을 보인 것이다. 강 신호 환경에서는 100회 모두 추정 오차가 4Hz 이내이지만 약 신호 환경에서는 추정오차가 최대 8Hz까지 발생할 수 있음을 알 수 있다. 표 3은 -134dBm과 -150dBm에서의 주파수 추정오차의 RMSE와 표준편차를 보인 것이며,



(a) Strong signal (@-134dBm)



(b) Weak signal (@-150dBm)

그림 5. 256-점 FFT를 이용한 잔여주파수 추정기의 오차 분포.  
Fig. 5. Frequency estimation error distribution of residual frequency estimator using 256-point FFT.

표 3. 주파수 추정 오차 (단위: Hz).

Table 3. Frequency estimation error.

수신신호 세기	RMSE	1 $\sigma$ (67%)	2 $\sigma$ (95%)
-134[dBm]	2.11	2.56	3.56
-150[dBm]	3.03	2.66	6.34

강 신호는 2 $\sigma$  (95%) 기준으로 3.56Hz인데 비하여 약 신호의 경우 6.34Hz로 약 1.8배 더 넓게 분포함을 알 수 있다. 한편, -150dBm 신호에 대하여 100회의 실험에서 100회 모두 추정이 가능하였다. 그러나 -152dBm 이하의 경우에는 그림 2에서 보는 바와 같이 잔여주파수 추정기 출력의 SNR이 작기 때문에 추정기 출력이 문턱값을 넘지 못하여 추정을 실패하는 경우가 빈번히 발생하였다. 따라서 1초 데이터를 이용하여 잔여주파수를 추정하는 경우에는 -150dBm 이상의 신호에 대해서 안정적으로 잔여주파수를 추정할 수 있음을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 정밀 시각 보조 방식의 AGPS 수신기에서 동기 누적의 누적 손실을 줄이기 위하여 도입한 잔여주파수 추정기의 성능에 대하여 분석하였다. 하드웨어 복잡도와 추정오차를 고려하여 최적의 FFT의 길이를 분석하였으며, 잔여주파수 추정이 가능한 수신신호의 최소 세기에 대하여 알아보았다. 실험 결과로부터 약 신호 환경에서도 충분한

추정 성능을 보장하기 위하여 256-점 FFT를 최적의 크기로 선택하였으며, 이때의 잔여주파수 추정 오차 범위는 6.34Hz (95%)이었다. 신호의 세기가 약해질수록 추정오차의 분산이 커짐을 확인하였으며, 1초 데이터를 이용하여 잔여 주파수를 추정하는 경우에 -150dBm 이상의 신호에 대해서는 추정기 동작의 안정성을 보장할 수 있음을 알 수 있었다.

#### 참고문헌

- [1] F. V. Diggelen, *A-GPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS*, Artech House, 2009.
- [2] 박상현, 이상정, “약 신호 환경에서 효율적인 A-GPS 초기동기 방법,” 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제1호 제10권, pp. 96-102, Jan. 2004.
- [3] S. Cassian, M. Daniel, and M. Heinz, “The squaring-loss paradox,” *ION GNSS 20th International Technical Meeting of the Satellite Division*, pp. 2715-2722, Sep. 2007.
- [4] 박찬우, “도플러 변화를 보상하는 고감도 전세기위차 확인 시스템 수신기 및 방법,” 특허등록번호: 10-2006-0005573, 2004.
- [5] Qualcomm, “Method and apparatus for increasing the sensitivity of a global positioning satellite receiver,” Pat. no. 6327473, U.S., 2001.
- [6] 송승현, 박지원, 성태경, “WiBro 망을 이용한 지상과 측위 시스템의 가청성 분석,” 전자공학회논문지, 제47권 TC편, 1호, pp. 35-42, Jan. 2010.
- [7] 임현자, “Assisted GPS 수신기를 위한 민감도 향상 기법,” 석사학위논문, 충남대학교, 대전, 2009.
- [8] M. L. Wu and K. A. Wen, “Low-power adaptive pseudo noise code acquisition for spread spectrum systems,” *IEEE Transactions on wireless communications*, vol. 1, no. 4, pp. 748-760, Oct. 2002.
- [9] H. Mathis, P. Flammant, and A. Thiel, “An analytic way to optimize the detector of a post-correlation FFT acquisition algorithm,” *ION GPS/GNSS*, pp. 689-699, Sep. 2003.



#### 박지희

2008년 충남대 전기정보통신공학부 졸업. 2008년~현재 동 대학원 전자전파 정보통신공학과 석사과정. 관심분야는 GPS & GNSS, 실내측위.



#### 임현자

2007년 충남대 전기정보통신공학부 졸업. 2009년 동 대학원 전자전파정보통신공학과 석사. 관심분야는 GPS & GNSS, 실내측위.



#### 송승현

2006년 충남대 전기정보통신공학부 졸업. 2008년 동 대학원 정보통신공학과 석사. 2008년~현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 박사과정. 관심분야는 UWB, GPS & GNSS, 실내측위, 신호처리.



#### 성태경

1984년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1986년 동 대학원 제어계측공학과 석사. 1992년 동 대학원 제어계측공학과 박사. 1997년~현재 충남대 전기정보통신공학부 교수. 관심분야는 GPS & GNSS, 무선측위 신호처리, 텔레매틱스.