분해형 차분 정합필터를 갖는 새로운 GPS 초기동기 방식

A Novel GPS Initial Synchronization Scheme with Decomposed Differential Matched Filter

박 상 현, 이 상 정
(Sang Hyun Park and Sang Jeong Lee)

Abstract : A novel GPS initial synchronization scheme with low hardware complexity is proposed. The proposed method has the decomposed differential matched filter, which consists of 25% multiplier and adder of the conventional matched filter. This paper presents the generalized mean acquisition time of initial synchronization scheme with multiple correlator. It is shown that the proposed method, in spite of its low hardware complexity, has the equal performance to the conventional method. The performance of the proposed method is verified through the simulation test by the GPS simulator. It is shown that the proposed method prevents the squaring loss of non-coherent integration.

Keywords : GPS initial synchronization, decomposed differential matched filter, multiple correlator, mean acquisition time

I. 서론

직접 시퀀스 대역 확산(direct-sequence spread-spectrum) 시스템의 초기동기 방식은 능동 상관기를 채용한 방식과 수동 상관기를 채용한 방식으로 나뉜다. 능동 상관기는 "chip-by-chip" 수행을 기초로 순차적으로 상관하는 구조이고, 수동 상관기는 다수의 chip을 모아서 병렬로 상관하는 구조이다. 일반적으로 능동 상관기를 직렬 상관기(serial correlator)라고 부르며, 수동 상관기를 정합필터(matched filter)라고 부른다. 정합필터를 채용한 초기동기 방식은 직렬 상관기를 채용한 초기동기 방식보다 초기동기획득 시간이 빠르다. 그러나 정합필터는 PRN 코드 한 주기의 샘플 개수에 비례하여 하드웨어가 복잡해지는 단점이 있고, 이런 이유로 대부분의 실시간 GPS 초기동기는 직렬 상관기를 채용하고 있다.

GPS 위성 신호의 초기동기는 다른 직접 시퀀스 대역 확산 시스템의 초기동기와 마찬가지로 신호 추적 루프의 인입영역(pull-in range)까지 신호를 동기시키는 역할을 한다. 초기동기의 성능은 "얼마나 적은 비용으로 얼마나 빠르게 신호 동기를 획득하느냐"로 판정한다. 여기서 비용은 하드웨어의 복잡성(하드웨어의 자원과 소모 전류)이 일반적 척도이며, 동기 획득에 소요되는 시간의 척도로는 평균 초기동기획득 시간이 일반적으로 사용된다. 정합필터의 하드웨어 복잡성을 해결하기 위한 연구 결과로는 차분 정합필터(differential matched filter)가 있다[1]-[3]. 차분 정합필터는 기존 정합필터가 필요로 하는 M&A(Multiplier & Adder) 개수의 1/2만을 사용하는 방식으로 소모 전류면에서도 장점을 갖는다. 그러나 차분 정합필터는 기존 정합필터와 동일한 출력을 갖기 위해 PRN 코드 설정 후 M&A의 입력을 영으로 초기화해야 하고, PRN 코드 한 주기가 경과한 뒤에야 정상적인 상관 결과를 얻는 단점이 있다. 본 논문에서는 GPS 초기동기를 위해 차분 정합필터가 갖는 문제를 해결한 새로운 형태의 분해형 차분 정합필터를 제안한다. 제안하는 분해형 차분 정합필터는 PRN 코드를 짝수번째 성분과 홀수번째 성분으로 분해하고 각 성분을 비결합 차분한 후에 상관하며, 하드웨어 자원 소모 면에서 기존의 차분 정합필터보다 우수한 구조임을 보인다.

평균 초기동기획득 시간에 관한 기존 연구 결과로는 단일 상관기를 갖는 초기동기 방식에 대한 P. L. Peterson과 M. K. Simon의 연구 결과가 널리 알려져 있다[4][5]. J. Campanile은 이들 결과를 GPS에 적용하였다[6]. 특히 J. B. Lozow는 단일 상관기를 다중 상관기로 확장하여 GPS 평균 초기동기획득 시간을 유도하였다[7]. 그러나 기존 연구 결과는 "신호가 존재하는 정합 셀(correct cell)을 포함한 탐색 블록 안에 어떤 부정합 셀(incorrect cell)도 오보(false alarm)가 일어나지 않는다"고 가정하였고, "다중 상관기는 탐색 셀의 개수만큼 상관기 개수를 확장하지 않는다"고 가정하였다. 본 논문에서는 앞에서 언급한 가정의 문제를 밝히고, 문제가 있는 가정을 배제한 평균 초기동기획득 시간을 유도하며, 유도한 결과가 일반화된 평균 초기동기획득 시간임을 보인다.

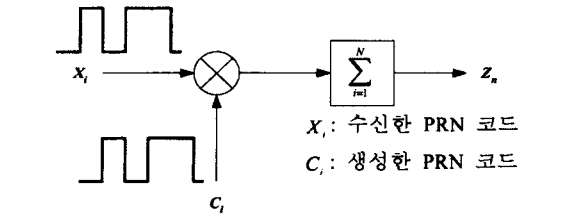
본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 제안하는 정합필터를 소개하고, 이 정합필터를 갖는 새로운 초기동기 방식의 신호검출확률과 오보확률을 유도한다. III장에서는 일반화된 평균 초기동기획득 시간을 유도한다. IV장에서는 앞서 유도한 평균 초기동기획득 시간을 제안하는 초기동기 방식에 적용하여 기존 방식과 비교하고, 후처리 시뮬레이션을 통해 성능을 검증하며, 기존 방식과 달리 비동기 적분(non-coherent integration)으로 인해 발생하는 자승 손실(squaring loss)이 없음을 확인한다. 그리고, V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

접수일자 : 2001. 7. 24., 수정완료 : 2001. 11. 12.
박상현 : 충남대학교 전자공학과, ㈜네비콤 부설기술연구소(shpark@navicom.co.kr)
이상정: 충남대학교 정보통신공학부(eesjl@cslab.cnu.ac.kr)

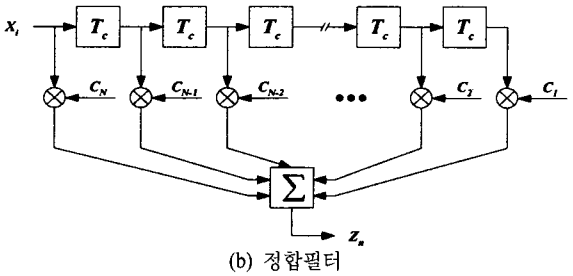
II. 분해형 차분 정합필터

GPS 초기동기를 위한 직렬 상관기와 기존 정합필터 구조는 그림 1과 같다[5]. 여기서 T_C는 PRN 코드의 샘플 주기, N은 PRN 코드 한 주기의 샘플 개수이다. 정합필터는 직렬 상관기가 $N \cdot T_C$마다 상관 결과 Z_n을 출력하는 것과는 달리 T_C마다 상관 결과를 출력한다. 따라서 정합필터를 채용한 초기동기 방식은 직렬 상관기를 채용한 방식보다 N배 빠르게 초기동기를 획득할 수 있다. 그러나 정합필터를 구현하기 위해선 N개의 M&A가 필요할 뿐만 아니라 N개의 M&A 연산을 T_C안에 수행해야 하는 문제를 안고 있다. 즉, 정합필터가 지닌 하드웨어 복잡성 문제는 PRN 코드의 한 샘플 주기 안에 수행해야 하는 M&A 개수의 문제이다. 일반적으로 GPS 신호 추적 루프의 인입 영역이 1/4chip이므로, 정합필터는 GPS C/A 코드의 초기 동기를 위해 약 488.7×10^{-9}초마다 2046개의 M&A 연산을 수행해야 한다.

정합필터의 하드웨어 복잡성을 줄이는 대표적 방법이 그림 2의 차분 정합필터이다[1]. 차분 정합필터는 수신기에서 생성한 PRN 코드를 차분하여 수신한 PRN 코드와 상관하는 구조로써 상관 결과와 바로 전 샘플의 필터 출력 Z_{n-1}의 합을 필터 출력 Z_n으로 한다. 차분 정합필터의 기본 개념은 수신기에서 생성한 PRN 코드를 -1과 1로 표현하므로 PRN 코드의 차분 결과는 -2, 0, 2 가운데 하나이며, 차분 결과가 0인 경우는 M&A 수행이 필요하지 않다는 점이다. 특히 PRN 코드의 특성으로 차분 결과 0의 개수는 예측할 수 있어서, 전체 차분 개수가 짝수인 경우는 전체 차분 개수의 1/2개이고, 홀수인 경우는 전체 차분 개수에 1을 더한 값의 1/2개 또는 1을 뺀 값의 1/2개이다. 따라서 차분 정합필터는 기존 정합필터가 필요한 M&A의 50%만으로 구성된다. (1)은 차분 정합필터의 출력이 기존 정합필터의 출력과 동일한 결과임을 보인다. 차분 정합필터는 하드웨어의 복잡성 관점에서 효율적임에 틀림없다.



(a) 직렬 상관기



(b) 정합필터

그림 1. 직렬 상관기와 정합필터.
Fig. 1. Serial correlator and matched filter.

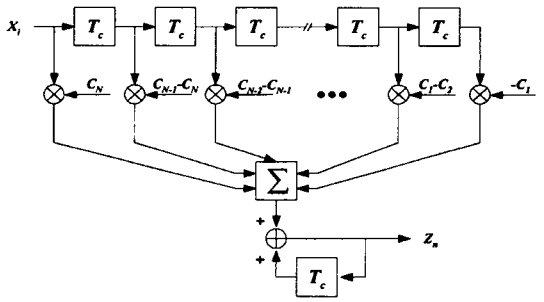
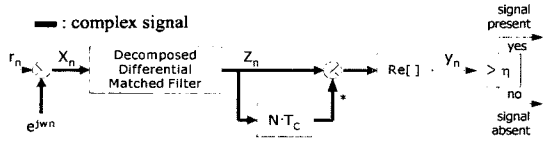


그림 2. 차분 정합필터(1 sample/chip).
Fig. 2. Differential matched filter(1 sample/chip).

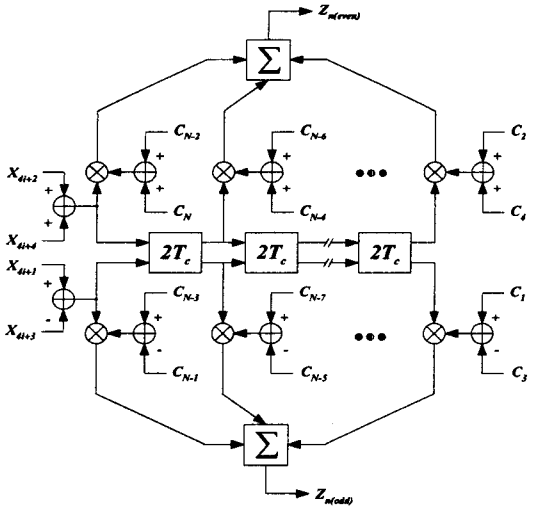
$$
\begin{aligned}
Z_1 &= C_N X_1 \\
Z_2 &= (C_{N-1} - C_N)X_1 + C_N X_2 + Z_1 \\
&= C_{N-1}X_1 + C_N X_2 \\
Z_3 &= (C_{N-2} - C_{N-1})X_1 + (C_{N-1} - C_N)X_2 + C_N X_3 + Z_2 \\
&= C_{N-2}X_1 + C_{N-1}X_2 + C_N X_3 \\
&\cdots\cdots \\
Z_N &= C_1 X_1 + C_2 X_2 + C_3 X_3 + \cdots\cdots + C_{N-1}X_{N-1} + C_N X_N
\end{aligned}
\tag{1}
$$

하지만 기존 정합필터의 출력과 동일한 결과를 얻기 위해선 (1)의 유도 과정과 같이 M&A의 입력을 영으로 초기화한 뒤에 $N \cdot T_C$(PRN 코드 주기)가 경과해야 정상적인 상관 결과가 나오는 단점이 있다. 따라서 차분 정합필터는 단일 PRN 코드를 사용하는 시스템으로 PRN 코드를 재설정할 필요가 없는 경우에 주로 사용한다.

기존 연구 결과의 문제점 해결을 위해 본 논문에서 제안하는 GPS 초기동기 방식의 구조를 그림 3에 보였다. 여기서 r_n은 수신한 GPS 신호이고, *은 복소 켤레를 나타낸다. 제안



(a) 제안하는 초기동기 방식



(b) 분해형 차분 정합필터(1 sample/chip)

그림 3. 제안하는 GPS 초기동기 방식.
Fig. 3. The proposed GPS initial synchronization scheme.

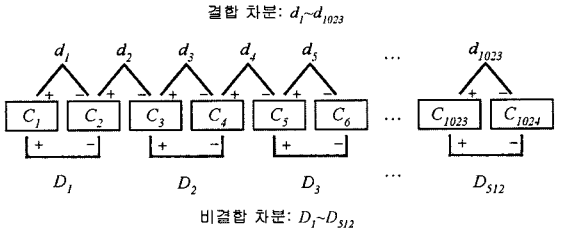


그림 4. 결합 차분과 비결합 차분.
Fig. 4. Coupled differential scheme and decoupled differential scheme.

하는 분해형 차분 정합필터(decom-posed differential matched filter)는 상관 입력 PRN 코드 X_i와 C_i를 짝수번째 성분과 홀수번째 성분으로 분해하고, 분해한 두 성분들을 각각 서로 다른 부호로 비결합 차분한다. 비결합 차분과 차분 정합필터가 채용한 결합 차분의 차이는 그림 4에 보였다. 비결합 차분의 개수는 결합 차분 개수에 1을 더한 값의 1/2이므로 제안하는 정합필터는 기존 정합필터의 25% M&A만으로 구성된다.

기존 정합필터의 출력과 분해형 차분 정합필터의 출력을 비교하기 위해 우선 신호 성분만 정합필터에 입력된다고 가정하자. 분해 과정을 거친 홀수번째 성분의 비결합 차분 정합필터 출력은 (2)와 같고, 짝수번째 성분의 비결합 차분 정합필터 출력은 (3)과 같다. 이때 (2)와 (3)에서 $Z_{un(odd)}$와 $Z_{un(even)}$은 모두 원하지 않는 추가 성분들이며, 분해형 차분 정합필터를 적용함으로써 생성된 성분들이다. 그러나 (4)에서 이들 추가 성분을 모두 제거하고, 기존 정합필터와 동일한 출력 결과를 생성한다. 여기서 $R(\tau)$는 수신한 PRN 코드와 생성한 PRN 코드의 상관 함수이며, τ는 chip 단위의 코드 위상 오차이다.

$$\begin{aligned} Z_{n(odd)} &= \sum_{i=0}^{N/4-1}\left[(X_{4i+1}-X_{4i+3})(C_{4i+1}-C_{4i+3})\right] \\ &= \sum_{i=0}^{N/4-1}\left[X_{4i+1}C_{4i+1}+X_{4i+3}C_{4i+3}-X_{4i+1}C_{4i+3}-X_{4i+3}C_{4i+1}\right] \\ &= X_1C_1+X_3C_3+X_5C_5+\ldots+X_{N-1}C_{N-1} \\ &\quad \underbrace{-\left(X_1C_3+X_3C_1+X_5C_7+\ldots+X_{N-1}C_{N-3}\right)}_{Z_{un(odd)}} \end{aligned} \tag{2}$$

$$\begin{aligned} Z_{n(even)} &= \sum_{i=0}^{N/4-1}\left[(X_{4i+2}+X_{4i+4})(C_{4i+2}+C_{4i+4})\right] \\ &= \sum_{i=0}^{N/4-1}\left[X_{4i+2}C_{4i+2}+X_{4i+4}C_{4i+4}+X_{4i+2}C_{4i+4}+X_{4i+4}C_{4i+2}\right] \\ &= X_2C_2+X_4C_4+X_6C_6+\ldots+X_NC_N \\ &\quad \underbrace{+\left(X_2C_4+X_4C_2+X_6C_8+\ldots+X_NC_{N-2}\right)}_{Z_{un(even)}} \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} Z_n &= Z_{n(odd)}+Z_{n(even)} = R(\tau)+\tfrac{1}{4}\left[R(\tau+2T_C)-R(\tau+2T_C)\right] \\ &\quad +\tfrac{1}{4}\left[R(\tau-2T_C)-R(\tau-2T_C)\right] = R(\tau) \end{aligned} \tag{4}$$

$$R(\tau)=\begin{cases}1-|\tau| & ;\tau<1\\ 0 & ;otherwise\end{cases} \tag{5}$$

반면에 잡음성분만이 정합필터에 입력되는 경우는 분해형 차분 정합필터를 적용하여 생성된 추가 성분들이 제거되지 않는다. 이로 인해 분해형 차분 정합필터 출력의 잡음 세기는 기존 정합필터에 비해 크지만, 제안하는 초기동기 방식은 정합필터 또는 차분 정합필터의 출력을 기존 초기동기 방식처럼 자승 처리하지 않고 $Z_n \cdot Z^*_{n-N}$로 처리하여 증가한 잡음 영향을 완화한다. 이를 신호검출확률과 오보확률을 통해 알아보도록 한다.

기존 정합필터를 갖는 초기동기 방식의 신호검출확률 P_D와 오보확률 P_{FA}는 (6), (7)로 주어진다[8].

$$P_D = Q\left(\frac{A}{\sigma},\frac{\sqrt{\eta}}{\sigma}\right) \tag{6}$$

$$P_{FA} = e^{-\eta/2\sigma^2} \tag{7}$$

여기서 η는 y_n과 비교되는 신호검출 임계값, A는 신호의 진폭, σ^2은 잡음의 분산이며, $Q(a,b)$는 Marcum's Q-function[4]이다. 본 논문에서 제안하는 GPS 초기동기 방식의 신호검출확률과 오보확률은 정리 1과 같다.

정리 1 : 분해형 차분 정합필터를 갖는 GPS 초기동기 방식의 신호검출확률과 오보확률은 다음과 같다.

$$P_D = Q\left(\frac{\sqrt{\eta}-m_a}{\sigma_a}\right) \tag{8}$$

$$P_{FA} = \frac{1}{2}e^{-\sqrt{\eta}/2\sigma^2} \tag{9}$$

여기서 $m_a=A^2$, $\sigma_a^2=4A^2\sigma^2+8\sigma^4$이다.

증명 : 수신한 GPS 신호 r_n과 정합필터의 입력 X_n은 (10), (11)과 같다.

$$r_n = A\cdot C_n\cdot D_n\cos(\omega_n+\theta)+\bar{n}_n \tag{10}$$

$$X_n = r_n e^{j\omega_n} = A\cdot C_n\cdot D_n e^{j\theta}+\bar{n}_n e^{j\omega_n} \tag{11}$$

$$= A\cdot C_n e^{j\theta}+\bar{n}_n{}^{i}+j\bar{n}_n{}^{q} \tag{12}$$

여기서 C_n은 PRN 코드, D_n은 데이터, $\bar{n}_n$은 가산성 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise), θ는 위상 오차이다. 데이터 성분 D_n은 1, 잡음성분을 동위상(In-phase) 성분과 직각위상(Quadrature-phase) 성분으로 나누어 $\bar{n}e^{j\theta}=\bar{n}_n{}^{i}+j\bar{n}_n{}^{q}$이라고 정의하고, 이를 (11)에 적용하면 (12)를 얻을

수 있다. 여기서 잡음성분 $\overline{n}_n^{\,i}$와 $\overline{n}_n^{\,q}$는 (13), (14)의 특성을 갖는다.

$$E(\overline{n}_n^{\,i}) = E(\overline{n}_n^{\,q}) = 0 \tag{13}$$

$$\mathrm{var}(\overline{n}_n^{\,i}) = \mathrm{var}(\overline{n}_n^{\,q}) = \sigma^2 \tag{14}$$

분해형 차분 정합필터의 출력 Z_n의 상태를 코드 위상이 정합된 상태(correct code phase)와 코드 위상이 부정합된 상태(false code phase)로 나누고, 각각을 Z_n^c와 Z_n^f로 정의하자. 정의에 위해 Z_n^c을 (15)와 같이 신호성분과 잡음성분으로 표현할 수 있고, 정합필터를 거친 잡음성분 n_n^i와 n_n^q의 특성은 (16), (17)과 같다.

$$Z_n^c = Ae^{j\theta} + n_n^i + jn_n^q \tag{15}$$

$$E(n_n^i) = E(n_n^q) = 0 \tag{16}$$

$$\mathrm{var}(n_n^i) = \mathrm{var}(n_n^q) = 2\sigma^2 \tag{17}$$

그림 3(a)에서 $y_n = \mathrm{Re}[Z_n \cdot Z_{n-N}^*]$의 정의에 따라 코드 위상이 정합된 상태에서의 출력 y_n^c는 (18)과 같고, y_n^c의 평균 (19)와 분산 (20)을 구할 수 있으며, 이로부터 신호검출확률 (21)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} y_n^c &= \mathrm{Re}\left[\left(Ae^{j\theta} + n_n^i + jn_n^q\right)\left(Ae^{-j\theta} + n_{n-N}^i - jn_{n-N}^q\right)\right] \\ &= A^2 + A\left(n_n^i + n_{n-N}^i\right)\cos\theta + A\left(n_n^q + n_{n-N}^q\right)\sin\theta \\ &\quad + n_n^i \cdot n_{n-N}^i + n_n^q \cdot n_{n-N}^q \end{aligned} \tag{18}$$

$$m_a = E(y_n^c) = A^2 \tag{19}$$

$$\sigma_a^2 = \mathrm{var}(y_n^c) = 4A^2\sigma^2 + 8\sigma^4 \tag{20}$$

$$P_D = Q\left(\frac{\sqrt{\eta} - m_a}{\sigma_a}\right) \tag{21}$$

코드 위상이 부정합된 상태에서의 Z_n^f과 y_n^f는 (22), (23)과 같고, y_n^f의 확률밀도함수 $p_y(y)$를 (24)와 같이 얻을 수 있다. 따라서 확률밀도함수 (24)로부터 제안하는 초기동기 방식의 오보확률은 (25)와 같다.

$$Z_n^f = n_n^i + jn_n^q \tag{22}$$

$$y_n^f = n_n^i \cdot n_{n-N}^i + n_n^q \cdot n_{n-N}^q \tag{23}$$

$$p_y(y) = \frac{1}{4\sigma^2} e^{\frac{|y|}{2\sigma^2}} \tag{24}$$

$$P_{FA} = \int_{\sqrt{\eta}}^{\infty} p_y(y)dy = \frac{1}{2} e^{-\sqrt{\eta}/2\sigma^2} \tag{25}$$

■

오보확률 (7)과 정리 1에 오보확률 (9)는 동일한 신호검출 임계값에 대해 기존 초기동기 방식의 오보확률이 제안하는 초기동기 방식의 오보확률보다 항상 작지 않고, 특히 0을 포함한 신호검출 임계 구간에서 제안하는 초기동기 방식이 기존 방식보다 우수한 오보확률 특성을 갖고 있음을 보인다. 이것은 정합필터 출력을 기존 방식처럼 자승 처리하지 않고 $Z_n \cdot Z_{n-N}^*$로 처리함으로써 부정합 상태 출력 (23)의 확률밀도함수가 (24) 형태를 갖기 때문이다. 기존 방식과 제안 방식의 고정 오보확률에 대한 신호검출확률의 GPS 수신 신호 세기에 따른 성능 평가는 IV장에서 다루기로 한다.

III. 평균 초기동기획득 시간

일반 GPS 수신기는 빠른 초기동기를 위해서 다중 상관기를 채용하고 있다. 탐색할 셀이 N_c개이고, 검출오류가 없는 경우에 단일 상관기를 채용한 초기동기 방식의 최대 탐색 횟수는 N_c이지만, 다중 상관기를 채용한 초기동기 방식은 병렬로 동작하는 단일 상관기의 개수 M_c에 의해 최대 탐색 횟수가 N_c/M_c로 감소한다. 따라서 본 장에서는 제안하는 방식이 다중 상관기를 갖는 경우의 평균 초기동기획득 시간을 유도하고, 유도한 결과가 일반화된 평균 초기동기획득 시간임을 보인다. 본 논문에서는 다중 상관기를 통해 동시에 탐색 가능한 셀의 조합을 블록이라 하고, 블록의 개수 $\overline{N}_c$($\overline{N}_c = N_c/M_c$)는 항상 정수라고 가정한다. 그림 5는 초기동기를 위한 탐색 셀의 구조이다. 여기서 ΔT는 코드 위상 부정확도(code phase uncertainty)로서 PRN 코드 주기이고, ΔF는 주파수 부정확도(frequency uncertainty)로서 공칭 주파수로부터 도플러와 수신기 클럭 오차를 고려한 주파수 범위이며, Δt와 Δf는 신호 추적 루프의 인입 영역이다.

기존에 연구 발표된 GPS 평균 초기동기획득 시간은 $\overline{N}_c \gg 1$이라고 가정하였다. 이 가정은 병렬로 동작하는 단일 상관기의 개수 M_c와 탐색 셀의 개수 N_c의 관계를 제한하며, 현재와 같이 반도체 공정의 발전으로 M_c를 N_c에 가깝게 구현할 수 있는 상황에서는 $\overline{N}_c$에 독립적인 초기동기획득 시간의 유도가 필요하다. 뿐만 아니라 기존 연구 결과는 정합 셀

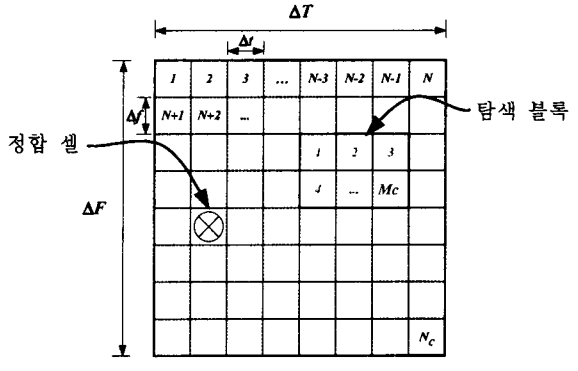


그림 5. 초기 동기를 위한 탐색 셀의 구조.
Fig. 5. The structure of searching cell for initial synchronizaion.

포함한 블록 안의 어떤 부정합 셀도 오보가 일어나지 않는다는 가정으로 유도되었다[7]. 하지만 실제 초기동기획득 과정에서 이 가정은 성립하지 않으며, M_c가 클수록 가정을 위배하는 경우가 증가한다. 본 장에서는 앞서 언급한 문제를 해결한 평균 초기동기획득 시간을 유도한다.

정리 2 : 다중 상관기를 갖는 초기동기 방식의 평균 초기동기획득 시간 T_{MA}는 (26)과 같다. 이때 오보가 발생한 블록은 오보가 발생한 블록 안의 셀 수와 관계없이 동일한 정체 시간 T_{FA}를 갖는다고 가정한다.

$$T_{MA}=(\overline{N}_C-1)T_D(1+k_pP_{FA1})\left(\frac{2-P_D}{P_D}\right)+\frac{T_D}{P_D}(1+k_pP_{FA2}) \tag{26}$$

여기서 T_D는 한 셀의 공칭 정체 시간(nominal dwell time), k_p는 오보 위약 계수(false alarm penalty coefficient; $T_{FA}=k_p\cdot T_D$), T_{FA}는 오보로 인해 소요되는 정체 시간(dwell time), $P_{FA1}=1-(1-P_{FA})^{M_c}$, $P_{FA2}=1-(1-P_{FA})^{M_c-1}$이다.

증명 : (n,l,k_1,k_2)사건에 대한 초기동기획득 시간(total acquisition time) $T_A(n,l,k_1,k_2)$는 (27)과 같다.

$$T_A(n,l,k_1,k_2)=n\cdot T_D+l\cdot\overline{N}_C\cdot T_D+k_1\cdot T_{FA1}+k_2\cdot T_{FA} \tag{27}$$

여기서, n은 정합 셀을 포함한 정합 블록의 위치; $n=\{x:1\le x\le\overline{N_C}\}$, l은 정합 블록(또는 정합 셀)의 검출오류(missed detection) 횟수; $l=\{x:0\le x\le\infty\}$, k_1은 부정합 블록 중에서 오보가 발생한 블록의 개수; $k_1=\{x:0\le x\le K_1=n+l\cdot\overline{N}_C-(1+l)\}$, k_2는 정합 블록 중에서 오보가 발생한 블록의 개수; $k_2=\{x:0\le x\le K_2=1+l\}$이다.

(n,l,k_1,k_2)이 발생할 확률 $\Pr(n,l,k_1,k_2)$은 (28)과 같고, (27)과 (28)로부터 평균 초기동기획득 시간은 (29)와 같다.

$$\Pr(n,l,k_1,k_2)=\frac{1}{\overline{N}_C}P_D(1-P_D)^l\cdot\binom{K_1}{k_1}P_{FA1}^{k_1}(1-P_{FA1})^{K_1-k_1}\binom{K_2}{k_2}P_{FA2}^{k_2}(1-P_{FA2})^{K_2-k_2} \tag{28}$$

여기서 $\binom{n}{k}$는 조합으로서 $\binom{n}{k}=\frac{n!}{k!(n-k)!}$이다.

$$\begin{aligned}T_{MA}&=\sum_{n,l,k_1,k_2}T_A(n,l,k_1,k_2)\cdot\Pr(n,l,k_1,k_2)\\&=\frac{1}{\overline{N}_C}\sum_{n=1}^{\overline{N}_C}\sum_{l=0}^{\infty}\sum_{k_1=0}^{K_1}\sum_{k_2=0}^{K_2}\left\{\left[(n+l\cdot\overline{N}_C)T_D+k_1\cdot T_{FA}+k_2\cdot T_{FA}\right]\right.\\&\quad\cdot P_D(1-P_D)^l\cdot\binom{K_1}{k_1}P_{FA1}^{k_1}(1-P_{FA1})^{K_1-k_1}\\&\quad\left.\cdot\binom{K_2}{k_2}P_{FA2}^{k_2}(1-P_{FA2})^{K_2-k_2}\right\}\end{aligned} \tag{29}$$

다시 (30)과 (31)을 이용하면 (32)와 같이 유도된다.

$$(a+b)^n=\sum_{k=0}^{n}\binom{n}{k}a^kb^{(n-k)} \tag{30}$$

$$\mu=\sum_j x_jf(x)=\sum_j x_j\binom{n}{x_j}p^{x_j}q^{(n-x_j)}=n\cdot p \tag{31}$$

여기서, $p+q=1$이다.

$$\begin{aligned}T_{MA}&=\frac{1}{\overline{N}_C}\sum_{n=1}^{\overline{N}_C}\sum_{l=0}^{\infty}\left[(n+l\cdot\overline{N}_C)T_D+K_1P_{FA1}T_{FA}\right.\\&\quad\left.+K_2P_{FA2}T_{FA}\right]P_D(1-P_D)^l\\&=\frac{1}{\overline{N}_C}\sum_{n=1}^{\overline{N}_C}\sum_{l=0}^{\infty}\left[(n+l\cdot\overline{N}_C-1-l)T_{FA1}+(1+l)T_{FA2}\right]P_D(1-P_D)^l\\&=P_D\sum_{l=0}^{\infty}\left[l(\overline{N}_C-1)T_{FA1}+\left(\frac{\overline{N}_C+1}{2}-1\right)T_{FA1}\right.\\&\quad\left.+(1+l)T_{FA2}\right](1-P_D)^l\end{aligned} \tag{32}$$

여기서, $T_{FA1}=T_D+T_{FA}\cdot P_{FA1}$, $T_{FA2}=T_D+T_{FA}\cdot P_{FA2}$이다.

다시 (33)과 (34)를 이용하면 (35)와 같이 유도된다.

$$\sum_{l=0}^{\infty}(1-m)^l=\frac{1}{m} \tag{33}$$

$$\sum_{l=0}^{\infty}l(1-m)^l=\frac{1-m}{m^2} \tag{34}$$

$$\therefore T_{MA}=(\overline{N}_C-1)T_D(1+k_pP_{FA1})\left(\frac{2-P_D}{P_D}\right)+\frac{T_D}{P_D}(1+k_pP_{FA2}) \tag{35}$$

■

정리 2로부터 평균 초기동기획득 시간이 갖는 하한 경계는 T_D/P_D이고, 단일 상관기를 갖는 경우의 평균 초기동기획득 시간은 (26)에 $\overline{N_c}=N_c$, $M_c=1$을 대입하여 (36)과 같이 구한다.

$$T_{MA}=(N_C-1)(T_D+T_{FA}P_{FA})\frac{2-P_D}{2P_D}+\frac{T_D}{P_D} \tag{36}$$

이때 (36)은 기존 결과[4][8][9]와 동일하며, 정리 2가 일반화된 평균 초기동기획득 시간임을 알 수 있다. 정합필터가 다중 구조를 갖는 경우에 평균 초기동기획득 시간은 (26)에서 한 셀의 공칭 정체 시간 T_D를 정합필터 상관 결과 Z_n의 출력 주기 T_c로 바꿔 (37)과 같이 구한다.

$$T_{MA}=(\overline{N}_c-1)T_c(1+k_pP_{FA1})\left(\frac{2-P_D}{P_D}\right)+\frac{T_c}{P_D}(1+k_pP_{FA2}) \tag{37}$$

다음 장에서는 (37)을 이용하여 평균 초기동기획득 시간 면에서 기존 초기동기 방식과 비교 평가한다.

IV. 성능 평가

본 장에서는 제안한 초기동기 방식과 기존 정합필터를 이용한 초기동기 방식을 GPS C/A 코드 초기동기에 적용하고, 신호검출확률과 평균 초기동기획득 시간면에서 성능을 비교한다. 성능 평가를 용이하게 하기 위해 정합필터는 단일 구조이고, 기저대역으로 주파수 이동된 GPS 수신 신호에 잔류 반송파(residual carrier) 성분은 존재하지 않으며, 1 sample/chip이라고 가정한다($\overline{N}_c = N_c = 1023$). 그리고, 신호검출 오류로부터 벗어나는데 소요되는 정체 시간 T_{FA}는 T_c의 10배라고 가정한다. 신호검출 임계값(η)은 고정 오보확률에 의한 임계값 결정 방법을 이용한다[9]. 본 논문에서는 고정 오보확률을 2×10^{-2}으로 한다. 선정한 오보확률은 C/N_0(Carrier-to-Noise Ratio)으로 36dB-Hz의 신호검출 임계값으로서 일반 GPS 수신기에서 적용하는 임계값이다. 그림 6과 그림 7은 앞의 가정과 정리1과 2를 적용하여 구한 입력 신호 세기(C/N_0)에 대한 신호검출확률과 평균 초기동기획득 시간이다.

그림 6과 그림 7을 통해 두 방식의 성능이 큰 차이 없이 대등하고, 37dB-Hz 이하의 약 신호(weak signal) 구간에서는 제안한 방식이 기존 방식보다 약간 우수하며, 37dB-Hz에서 44dB-Hz 구간에서는 기존 방식이 약간 우수하고, 44dB-Hz

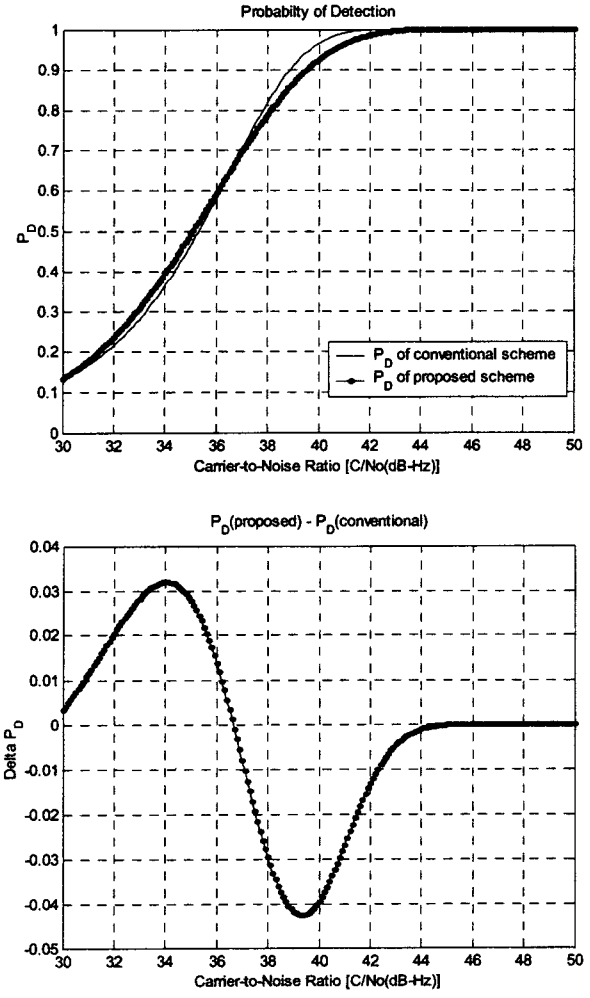


그림 6. 신호검출확률 비교.
Fig. 6. The comparison of detection probability.

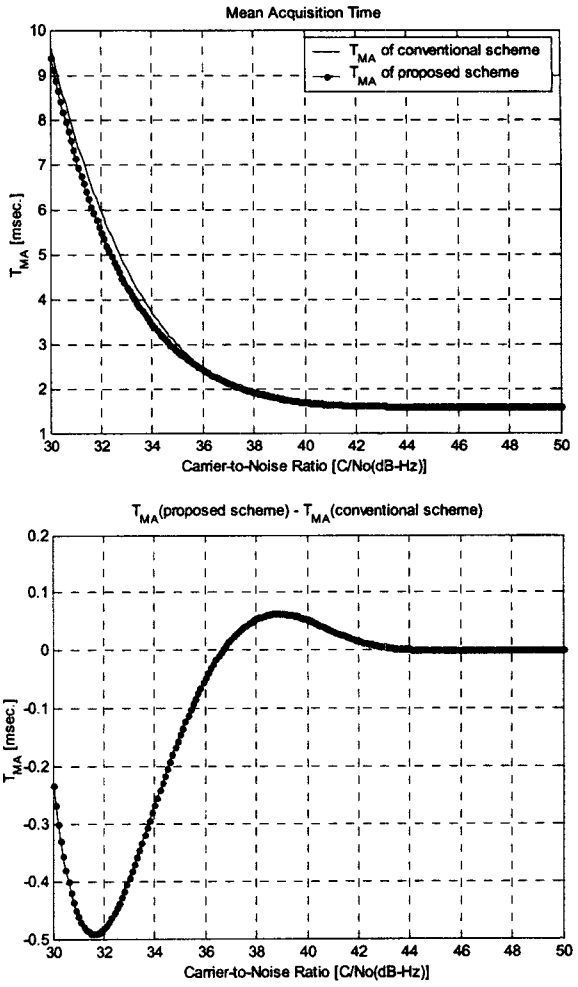


그림 7. 평균 초기동기획득 시간 비교.
Fig. 7. The comparison of mean acquisition time.

이상의 구간에서는 성능이 동일함을 알 수 있다.

실제에 가까운 성능 평가를 위해 그림 8에 보인 것과 같이 GPS 시뮬레이터를 이용하여 신호 세기를 달리한 신호 r_n을 수집하고, 제안한 초기동기 방식과 기존 방식을 소프트웨어로 구현한 뒤에 수집한 신호를 후처리 시뮬레이션하여 나온 결과값을 비교한다. 실험에서는 2 sample/chip으로 하였고, 기저대역으로 주파수 이동된 GPS 수신 신호의 잔류 반송파 성분을 알고 있으며, 정합필터는 다중 구조로서 $M_c = N_c$라고 하였다.

그림 9는 후처리 시뮬레이션 결과로서 초기동기의 출력 y_n이다. 그림 9는 제안한 초기동기 방식이 기존 방식과 동일한 검출 능력을 갖고 있음을 확인시킨다. 특히 제안한 초기동기 방식은 약한 GPS 신호의 획득을 위해 (38)에 주어지는 것과 같은 비동기 적분(non-coherent integration)으로 발생하

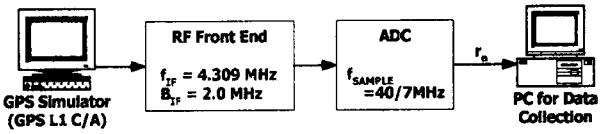
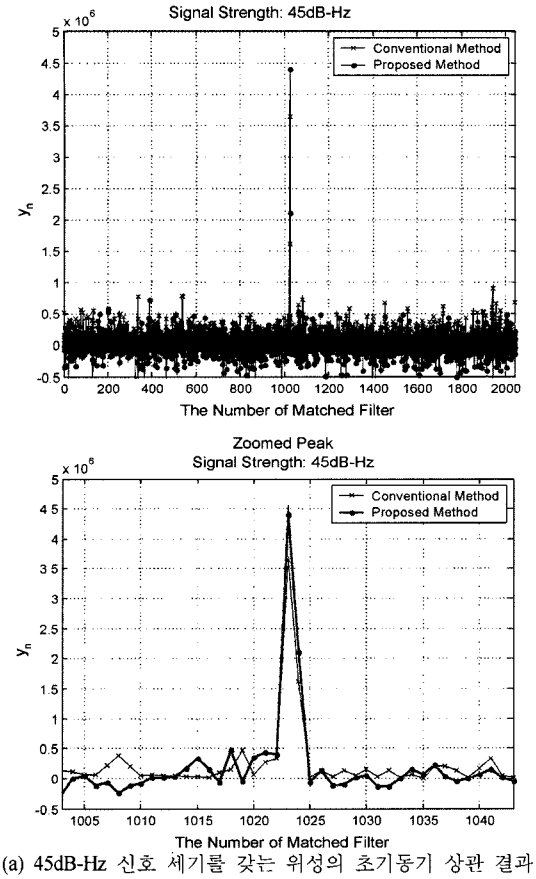
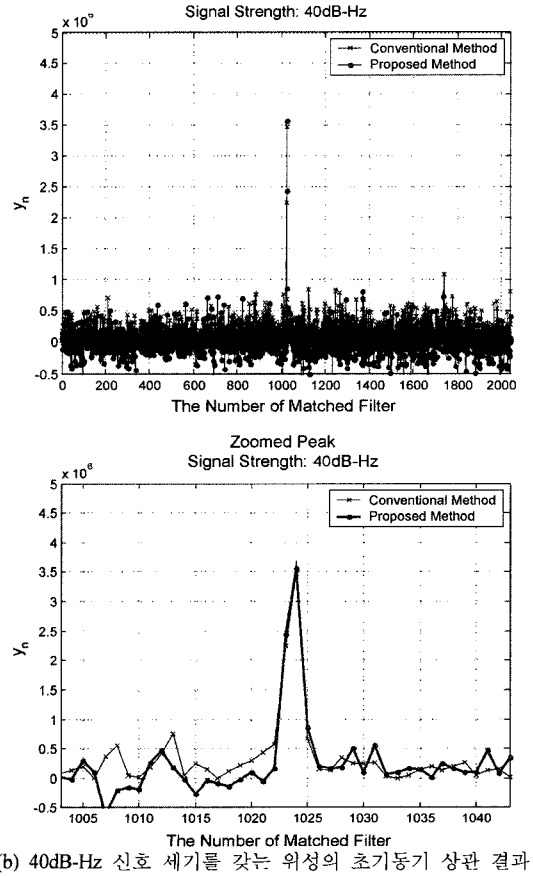


그림 8. 시뮬레이션을 위한 GPS 신호 수집 방법.
Fig. 8. GPS data collection setup for simulation.



(a) 45dB-Hz 신호 세기를 갖는 위성의 초기동기 상관 결과

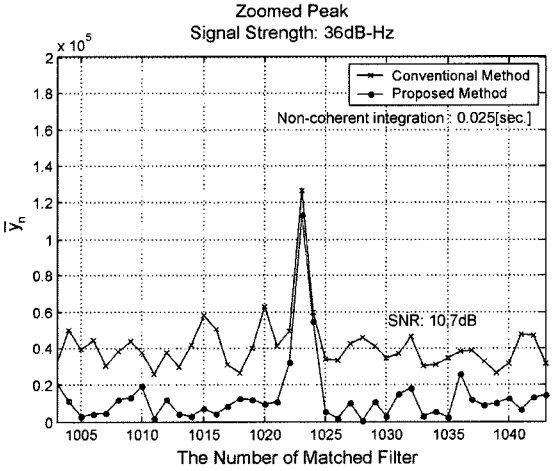


(b) 40dB-Hz 신호 세기를 갖는 위성의 초기동기 상관 결과

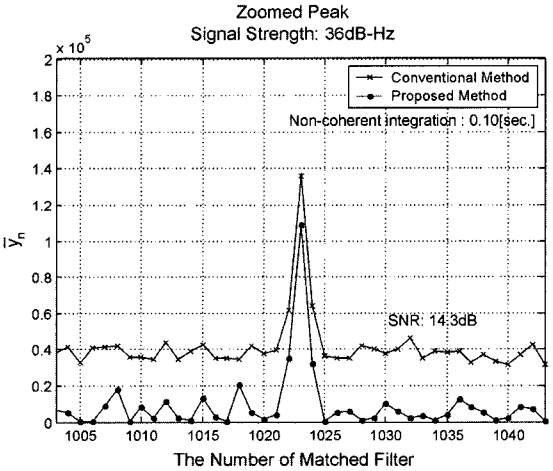
그림 9. 상관 결과값의 비교.

Fig. 9. The comparison of correlation results.

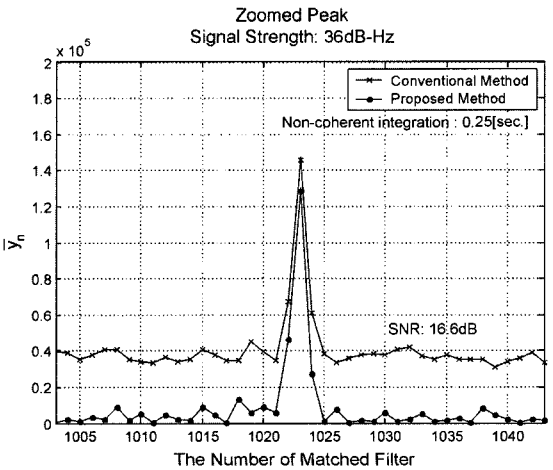
는 자승 손실(squaring loss)이 발생하지 않는다. 이론적으로 36dB-Hz GPS 신호에 비동기 적분으로 인한 자승 손실은 2.2 dB이고, 제안한 방식이 기존 방식보다 이론치에 근접한 자승 손실만큼의 이득을 얻고 있음을 그림 10을 통해 확인할 수 있다.



(a) 비동기 적분 횟수: 25회



(b) 비동기 적분 횟수: 100회



(c) 비동기 적분 횟수: 250회

그림 10. 36dB-Hz GPS 신호의 비동기 적분 결과.

Fig. 10. The non-coherent integration results of 36dB-Hz GPS signal.

$$\bar{y}_n = \frac{1}{M}\sum_{i=0}^{M-1} y_{i+n-(M-1)}$$
$$= \frac{1}{M}\left(y_{n-(M-1)} + y_{n-(M-2)} + \ldots + y_{n-2} + y_{n-1} + y_n\right) \quad (38)$$

여기서 M은 비동기 적분 횟수이다.

V. 결론

본 논문에서는 하드웨어 복잡도를 줄인 새로운 형태의 GPS 초기동기 방식을 제안하였다. 제안한 초기동기 방식은 기존 정합필터를 구성하는 M&A 개수의 25%만을 필요로 하는 분해형 차분 정합필터로 이루어졌다. 따라서 정합필터를 갖는 초기동기 방식이 직렬 상관기를 갖는 초기동기 방식에 비해 빠른 초기동기획득 성능에도 하드웨어 복잡성으로 구현하기 어려웠던 단점을 보완하였고, 이로 인해 실시간 적용이 가능할 것으로 예상한다. 또한 기존 연구 결과에서 다중 상관기를 갖는 경우의 평균 초기동기획득 시간 유도를 위해 신호가 존재하는 정합 셀을 포함한 블록 안에 어떤 부정합 셀도 오보가 일어나지 않는다는 가정과 다중 상관기는 탐색 셀의 개수만큼 상관기 개수를 확장하지 않는다는 가정을 배제한 일반화된 평균 초기동기획득 시간을 유도하였다. 이 결과를 이용하여 제안한 초기동기 방식이 하드웨어 단순화에도 불구하고 신호검출확률과 평균 초기동기획득 시간면에서 기존 방식과 대등한 성능을 갖고 있음을 보였다. GPS 시뮬레이터를 이용하여 신호 세기를 달리한 GPS 신호를 후처리 시뮬레이션한 결과를 통해, 제안한 초기동기 방식의 신호 검출 성능을 검증하였고, 제안한 방식이 기존 방식과 달리 비동기 적분을 취했을 때에 발생하는 자승 손실이 없음을 확인할 수 있었다. 추후 과제로는 기저대역으로 주파수 이동된 GPS 수신 신호의 잔류 반송파 성분이 초이 초기동기에 미치는 영향에 관한 연구가 필요하다.

참고문헌

[1] W. -C. Lin, K. -C. Liu, and C. -K. Wang, "Differential matched filter architecture for spread spectrum communication systems," *Electon. Lett.*, vol. 32, no. 17, pp. 1539-1540, August, 1996.

[2] S. Sun and W. A. Krzymien, "Matched filter based synchronizer design for rapid synchronization of packet data transmissions in ds-cdma personal communications systems," *Proceedings of the 1997 IEEE Pacific Rim Conference*, vol. 1, pp. 5-8, 1997.

[3] S.-H. Yen and C.-K. Wang, "A 2V CMOS programmable pipe-lined digital differential matched filter for DS-CDMA sys- tems," *Proceedings of the AP-ASIC '99. The First IEEE Asia Pacific Conference*, pp. 403-404, 1999.

[4] Roger L. Peterson, et. al., *Introduction to Spread Spectrum Communications*, Ch. 5, Prentice-Hall, Inc. 1995.

[5] M. K. Simon, *Spread Spectrum Communications Handbook*, McGraw Hill Inc., 1994.

[6] J. Campanile, "GPS acquisition performance in the presence of jamming," *Proceedings of the ION GPS '92*, pp. 265-274, September, 1992.

[7] J. B. Lozow, "Analysis of direct P(Y) code acquisition," *Navigation: Journal of The Institute of Navigation*, vol. 44, no. 1, pp. 89-98, 1997.

[8] J. Iinatti and A. Pouttu, "Differential coherent code acquisition in doppler," *Proceedings of the VTC '99-Fall*, vol. 2, pp. 703- 707, 1999.

[9] J. Iinatti, "On the threshold setting principles in code acquisition of DS-SS signals," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 1, pp. 62-72, Jan., 2000.

박 상 현

1971년 2월 22일생. 1994년 충남대학교 전자공학과(공학사). 1996년 충남대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1999년 충남대학교 대학원 전자공학과(박사수료). 1998년~현재 ㈜네비콤 부설기술연구소 선임연구원.

이 상 정

1957년 8월 15일생. 1979년 서울대학교 전자공학과(공학사). 1981년 서울대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1987년 서울대학교 제어계측 공학과(공학박사). 1988년~현재 충남대학교 정보통신공학부 교수.