

복합방식을 이용한 직접대역확산통신시스템의 코드획득 성능개선

正會員 趙 權 都*, 金 善 榮*

Improvement of Code Acquisition Time in DS/SS Systems Using a Hybrid Scheme

Gweon Do Jo*, Sun Young Kim* *Regular Members*

요 약

DS/SS 대역확산통신시스템에서는 일반적으로 주기가 긴 확산코드를 사용하기 때문에 빠른 코드획득이 필요하다. 따라서 코드획득시간은 코드획득시스템의 성능평가지표라 할 수 있다.

현재 CDMA 셀룰라시스템에서 코드동기시스템으로 이용되는 직렬검색시스템은 수동상관기인 정합필터(matched filter)를 이용한 방식에 비해 검색율이 상대적으로 낮다. 본 논문에서는 평균코드획득시간 단축을 위해 정합필터를 직렬검색방식과 혼용하는 복합(hybrid) 코드획득시스템을 제안, 분석하였다. 제안된 시스템은 검색율이 빠른 정합필터로 확산코드의 위상을 빠르게 검색하고, 그 위상정보를 직렬검색방식을 이용하여 잡음이나 간섭으로 인한 위상의 불확실성을 검증하도록 함으로써 빠른 코드획득을 이루는 구조이다. 성능분석을 위해 일정한 상황을 가정하여 복합방식의 코드획득시간의 평균과 분산을 이론적으로 구한 다음 이중드웰 코드획득시스템의 경우와 비교, 분석하였다. 그 결과 복합 시스템의 코드획득시간의 평균과 분산이 상대적으로 작아, 이중드웰 직렬검색시스템보다 성능이 우수함을 알 수 있었다.

ABSTRACT

Since the period of a spreading code in DS/SS communication systems is generally long, it is necessary to make the code acquisition as fast as possible. The code acquisition time can be used as a measure to evaluate the performance of code acquisition systems.

The search rate of serial search code acquisition system used in the conventional CDMA cellular system is lower than that of the matched filter technique. In order to reduce the code acquisition time, this paper proposes hybrid

* 한국전자통신연구소
Electronics & Telecommunications Research Institute
論文番號: 94337-1124
接受日字: 1994年 11月 24日

code acquisition system composed of the matched filters combined with serial search blocks. In the proposed system, the matched filter sweeps possible code phases fast and the acquired phase information is verified by the serial search block. The mean and the variance of its acquisition time are calculated and compared with those of double dwell serial search system. The results indicate better performance of the proposed system by yielding its small values of the mean and the variance of code acquisition time.

I. 서 론

직접대역확산통신은 전송할 신호를 코드열을 이용하여 대역폭을 넓게 확산(spreading)시켜 전송하고, 수신시에는 수신기에서 발생시킨 동일한 코드열을 이용하여 역확산(despreading)시킴으로써 확산부호와 상관관계가 없는 간섭(interference)이나 잡음(noise)에 의한 영향을 감소시키는 장점이 있다.^[1] 역확산을 위해서는 수신신호의 코드위상이 수신기에서 발생시킨 코드열의 위상과 일치하여야 하는데, 이러한 코드 동기화 문제는 대역확산통신시스템 수신기의 중요한 역할이다. 그런데 이 경우 확산코드의 주기가 길기 때문에 실시간 처리를 위해서는 빠른 코드획득이 요구된다. 따라서 코드획득시간은 시스템 성능의 평가 지표라 할 수 있다.^[2]

직접대역확산통신에서 코드를 획득하는 방식으로는 직렬검색(serial search)방식, 순차추정(sequential estimation)방식, 정합필터(matched filter)방식 등이 널리 알려져 있다.^[3] 직렬검색방식은 SNR이 낮은 채널 환경에 적합하지만 코드획득시간이 긴 단점이 있고, 순차추정방식과 정합필터방식은 코드획득시간이 짧은 이점이 있지만 SNR이 좋은 환경을 요구한다.

이러한 방식들의 장점을 살려 코드획득시스템의 성능을 향상시키기 위해 본 논문은 검색율이 빠른 정

합필터(matched filter)와 직렬검색코드획득시스템을 혼용한 복합(hybrid) 코드획득시스템을 제안한다. 이 복합코드획득시스템은 정합필터로 코드위상을 순차적으로 검색할 수 있도록 코드가중치를 상황에 따라 갱신하여 확산코드의 위상을 빠르게 알아내고, 이 위상정보를 직렬검색회로에 넘겨 잡음이나 간섭으로 인한 위상의 불확실성을 확인하도록 하는 방식이다. 따라서 제안된 시스템은 현재 상용 CDMA 단말기에서 사용되고 있는 이중드웰 직렬검색 시스템에 비해 첫 번째 드웰시간이 상대적으로 짧아서 코드획득시스템의 성능평가지표라 할 수 있는 코드획득시간이 크게 단축되는 성능을 가진다. 제안된 시스템의 성능비교를 위해 II 장에서는 널리 알려진 이중드웰 시스템을 먼저 다루고, 이를 근거로 III 장에서는 제안된 복합코드획득시스템의 성능을 이중드웰 직렬검색시스템과 비교, 분석하였다. 채널환경은 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)채널로 가정하였다.

II. 이중드웰 코드획득시스템

그림1은 이중드웰 코드획득시스템을 나타낸다. 수신된 신호는 기저대역으로 변환된 후 I 및 Q 채널 신호가 각각 A/D 변환되어 코드획득시스템의 입력으로 들어간다. 코드획득시스템은 자체적으로 발생시

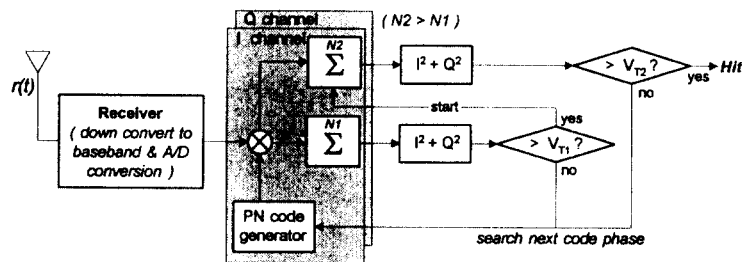


그림 1. 이중드웰 코드획득시스템

킨 기준 코드열과 입력신호를 곱하여 N1 칩만큼 더하는 상관(correlation)과정을 거친 후, 주파수어러에 의한 영향이 최소화되도록 제어하여 첫 번째 임계전압(threshold voltage: V_{T1})과 비교한다. 만일 이 값이 V_{T1} 보다 크면 검색시간을 N2 칩만큼으로 늘여서 상관을 계속하는데, 두 번째 임계관정 역시 통과하면 송신과 수신코드의 위상차가 반칩 이내인 것으로 간주하여 코드추적과정으로 들어가도록 제어한다. 임계관정을 통과하지 못한 경우에는 기준 코드위상을 반칩 변화시킨 후 처음 과정부터 다시 시작하도록 작동한다. 만일 검출실패(missed detection)가 발생하면 다음의 올바른 코드위상(correct cell)을 찾을 때까지 나머지 모든 코드위상을 검색하고, 오보(false alarm)가 발생하면 시스템이 올바른 코드위상이 아님을 인지하여 다음 코드위상의 검색을 시작하는 순간까지 일정한 시간(penalty: K)이 소요된다.

이 같은 코드획득시스템의 성능평가를 위해 평가 척도로써 평균획득시간($\overline{T_{acq}}$)을 이용하는데, 이를 구하기 위한 방법[4][5]에서 널리 쓰이는 것은 Markov process와 Mason's gain formula로부터 생성함수(generating function)를 구한 다음 이를 이용하여 계산하는 방법으로, 본 논문은 그 결과를 이용하도록 하겠다.

코드 도플러 효과가 없는 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN) 채널에서 올바른 위상의 확률분포가 균일(uniform)분포일 때, 이중드웰 코드획득시스템의 평균코드획득시간($\overline{T_{acq}}$)은

$$\overline{T_{acq}} \approx \frac{(2-P_D)}{2P_D} [\tau_{D1} + \tau_{D2} P_{FA1}(1 + KP_{FA2})] q, \quad q \gg 1 \quad (1)$$

이고, 획득시간의 분산(σ^2)은

$$\sigma^2 \approx \tau_{D1}^2 + \tau_{D2}^2 P_{FA1}^2 (1 + KP_{FA2})^2 q^2 \left(\frac{1}{12} - \frac{1}{P_D} + \frac{1}{P_D^2} \right), \quad q \gg P_{FA2} K(K+1) \quad (2)$$

τ_{D1} : 첫 번째 드웰시간

τ_{D2} : 두 번째 드웰시간

P_D : $P_{D1}P_{D2}$, 첫 번째와 두 번째 검출확률의 곱

P_{FA1} : 첫 번째 드웰에서의 오보확률

P_{FA2} : 두 번째 드웰에서의 오보확률

K: 오보(false alarm) 발생시 penalty

q: 검색해야할 코드위상의 총 개수

이다.[4]

위 식으로부터 평균획득시간 및 이의 분산은 P_D , P_{FA} 및 τ_D 등의 함수로 나타나며, 이러한 요소들은 서로 상관관계가 있다. 이들의 관계를 확률, 통계적으로 분석하기 위해 다음과 같은 과정을 밟는다.

그림1에서 수신된 신호는 상용 CDMA 시스템에서 파일럿 채널 신호의 경우 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= A \{ a_I(t) \cos \omega_c t + a_Q(t) \sin \omega_c t \} + n(t) \\ &= A \sqrt{a_I^2(t) + a_Q^2(t)} \{ \cos(\tan^{-1}(\frac{a_Q}{a_I})) \cos \omega_c t \\ &\quad + \sin(\tan^{-1}(\frac{a_Q}{a_I})) \sin \omega_c t \} + n(t) \\ &= \sqrt{2} A \cos(\omega_c t - \theta(t) + n(t)) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서

$$a_I(t) = a_Q(t) = \pm 1 \text{ (PN 코드를 의미)} \quad (4)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left(\frac{a_Q(t)}{a_I(t)} \right) \quad (5)$$

$$n(t) = \sqrt{2} n_I(t) \cos \omega_c t - \sqrt{2} n_Q(t) \sin \omega_c t \quad (6)$$

이고, $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 는 각각 주파수 $|f| < B/2$ 인 구간에서 $N_0/2$ 의 전력스펙트럼밀도(power spectrum density)를 갖는다. 따라서 $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 의 분산은 $N_0 B/2$ 가 된다. 여기서 N_0 는 AWGN의 single-sided power spectral density의 크기이고, B는 시스템의 대역폭이다.

식 (3)의 신호를 기저대역으로 변환하면

$$\begin{aligned} y_I(t) &= [r(t) \cos \omega_c t]_{LP} = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ A \cos \theta(t) + n_I(t) \} \\ y_Q(t) &= [r(t) \sin \omega_c t]_{LP} = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ A \sin \theta(t) + n_Q(t) \} \end{aligned} \quad (7)$$

이를 칩당 1 샘플을 취하고 1, Q PN코드와 각각 곱하여 기저대역 필터에 통과시키면, 코드위상이 일치하는 경우(H_1)에는 식 (7)의 $\theta(t)$ 에 있는 PN 코드정보가

역확산되어

$$H_1: y_{I,k} = \frac{A}{2} + n_I' \quad (8)$$

$$y_{Q,k} = \frac{A}{2} + n_Q'$$

$$\text{단, } \text{var}(n_I') = \text{var}(n_Q') = \frac{N_0 B}{4}$$

이 되고, 코드위상이 서로 어긋난 경우(H_0)에는 $\theta(t)$ 내의 PN 코드정보가 역확산되지 않으므로 식 (8)의 A/2 성분은 사라지고 잡음성분만 남아

$$H_0: y_{I,k} = n_I', \quad y_{Q,k} = n_Q' \quad (9)$$

로 표현되는데, n_I', n_Q' 은 $N_0 B/4$ 의 분산을 가지는 가우시안 랜덤변수의 특성을 가지는 샘플들이며 서로 독립적이다. 이를 N칩만큼 coherent summation을 하면, H_1 의 경우

$$I_N = \sum_{k=1}^N y_{I,k} = \frac{NA}{2} + (n_{I1} + n_{I2} + \dots + n_{IN}) \quad (10)$$

$$Q_N = \sum_{k=1}^N y_{Q,k} = \frac{NA}{2} + (n_{Q1} + n_{Q2} + \dots + n_{QN})$$

가 되고, H_0 의 경우는

$$I_N = \sum_{k=1}^N y_{I,k} = n_{I1} + n_{I2} + \dots + n_{IN} \quad (11)$$

$$Q_N = \sum_{k=1}^N y_{Q,k} = n_{Q1} + n_{Q2} + \dots + n_{QN}$$

로 나타내어진다. 그 결과 I_N, Q_N 은 분산이 $N(N_0 B/4)$ 인 가우시안 랜덤변수가 된다. 코드획득시스템의 임계판정을 위해 에너지를 구하면 식 (12)와 같다.

$$E_N = I_N^2 + Q_N^2 \quad (12)$$

여기서 E_N 은 자유도(degree of freedom)가 2인 chi-square분포의 특성을 가진다.^[7]

코드위상이 어긋난 경우(H_0)에는 잡음성분만이 존재하므로 E_N 은 다음과 같은 central chi-square분포의 특성을 가진다.

$$P_c(z) = \begin{cases} \frac{1}{2^{\frac{n}{2}} \sigma^n \Gamma(\frac{n}{2})} z^{\frac{(n)}{2}-1} e^{-\frac{z}{2\sigma^2}} & (z > 0) \\ 0 & (z \leq 0) \end{cases} \quad (13)$$

n 은 자유도 이고, σ^2 는 가우시안 변수의 분산으로써 I_N, Q_N 의 분산을 의미한다. 여기서 자유도 n 이 2인 경우 오보확률(false alarm probability)은

$$P_{FA} = \int_{V_T}^x P_c(z) dz = \exp\left(-\frac{V_T}{2\sigma^2}\right) \quad (14)$$

과 같다.

코드위상이 일치하는 경우(H_1)에는 역확산 신호성분이 존재하므로 E_N 은 다음과 같은 noncentral chi-square분포의 특성을 나타낸다.^[5]

$$P_{nc}(z) = \frac{1}{2^{\frac{n}{2}}} e^{-\frac{\lambda}{2}} e^{-\frac{z}{2\sigma^2}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{z}{\sigma^2}\right)^{\frac{1}{2}n+j-1}}{\Gamma\left(\frac{1}{2}n+j\right) 2^{2j} j!} \quad (15)$$

λ : noncentrality parameter

따라서 detection 확률은 다음과 같다.

$$P_D = \int_{V_T}^{\infty} P_{nc}(z) dz \quad (16)$$

위 식은 일반화된 Marcum Q함수로써 컴퓨터 프로그램을 통해 정확한 계산을 하기 위해서는 참고문헌 [8][9][10][11]에 근거하여 식 (17)과 같이 전개하면 된다.

$$P_D = \frac{\Gamma(\eta, y)}{\Gamma(\eta)} + \frac{y^{\eta-1} \exp(-y)}{\Gamma(\eta)} \left[\frac{y}{\eta} \exp(-x) \sum_{r=1}^{\infty} \frac{x^r}{r!} + \frac{y^2}{\eta(\eta+1)} \exp(-x) \sum_{r=2}^{\infty} \frac{x^r}{r!} + \frac{y^3}{\eta(\eta+1)(\eta+2)} \exp(-x) \sum_{r=3}^{\infty} \frac{x^r}{r!} + \dots \right] \quad (17)$$

여기서 x 는 신호대 잡음비, η (즉 $n/2$) ≤ 8192 , y 는 V_T 에 해당한다.^{[8][9][10][11]}

Ⅲ. 복합 코드 획득시스템의 성능분석

제안된 복합 코드 획득시스템은 수동상관기(passive correlator)인 정합필터(matched filter)와 능동상관기를 혼용하는 구조로써 정합필터로 확산코드의 위상을 빠르게 알아내고, 이 위상정보를 직렬검색방식에 넘겨 잡음이나 간섭으로 인한 위상의 불확실성을 확인하도록 하는 방법이다. 이렇게 하면 정합필터의 빠른 검색율로 인해 코드 획득시간의 단축이 가능하리라 사료된다.^{[12][13]}

분석을 위해 먼저 정합필터방식을 살펴보면 이 방법은 일반적으로 낮은 SNR의 채널환경에서 직렬검색시스템에 비해 성능이 다소 떨어지는 것으로 알려져 있지만 이것은 IF단에서 코드 획득을 행하는 비동기 직렬검색시스템과 비교했을 때의 경우이다.^[14] 즉 수신신호를 기저대역으로 내려 칩당 1샘플을 처리하는 정합필터방식은 수신된 IF신호를 확산코드와 곱한 후 제곱을 하여 직분기를 통과시키는 비동기 직렬검색시스템에 비해 채널환경의 영향을 크게 받는다 는 것이다. 그러나 반송과복원 후 기저대역에서 코드 동기를 취하는 현재의 CDMA 셀룰라 시스템의 구조를 고려했을 때, 기저대역의 신호가 정합필터의 임펄스 응답과 convolution된 결과와 직렬검색시스템에서와 같이 상관(correlation)된 결과는 같기 때문에 잡음

이나 간섭에 의한 영향은 확률, 통계적인 측면에서 볼 때 두 방식 모두 동일하다. 이것은 동일한 채널 환경에서 위상검출기의 성능이라 할 수 있는 오묘확률과 검출확률이 두 방식 모두 같다는 것을 의미한다. 이러한 조건에서 직렬검색방식보다 검색율이 빠른 정합필터는 코드 획득시간을 상대적으로 짧게 한다.

정합필터의 임펄스 응답을 임의의 규정된 PN 코드의 특성 패턴을 시간적으로 뒤엎어 놓은 형태로 설계하여 수신신호를 연속적으로 통과시키면 상관기의 기능이 수행되므로 정합필터의 검색율(R_{MF})은 다음과 같게 된다.

$$R_{MF} = N/T_c \quad (18)$$

(T_c : chip interval N : 1/검색위상의 증가분(칩단위))

이것은 직렬검색방식의 검색율(R_{SS})

$$R_{SS} = 1/\tau_d \quad (19)$$

- 단, τ_d : dwell time,
- $\tau_d = MT_c$
- $M \gg 1$: integer

에 비해 상대적으로 시간이 매우 짧음을 알 수 있다. 즉 새로운 위상을 검색할 경우, 이전의 $NM-1$ 개의 수

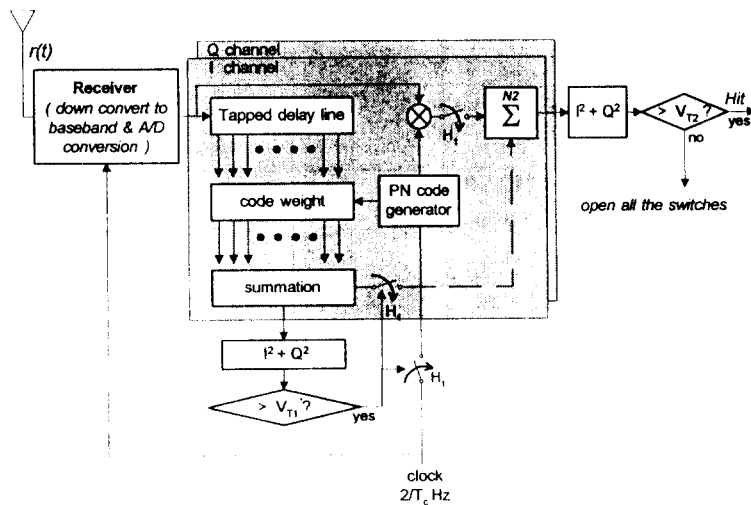


그림 2. 복합 코드 획득시스템의 구조

신신호의 샘플은 이미 TDL(tapped delay line) 구조의 쉬프트 레지스터에 저장되어 있으므로, 오직 새로운 1개의 수신신호 샘플만이 필요하게 됨으로써 검색율이 매우 빠르게 된다.

그림2에 제시한 복합 코드획득 시스템은 일반적인 정합필터방식과 상이한 구조를 가진다. PN 코드 발생기는 정합필터의 임펄스응답적으로 PN코드의 특정 패턴을 코드가중치(code weight)에 로드(load)한 후 검색을 시작한다. 수신신호의 각 샘플들은 TDL(tapped delay line)에 저장되고 코드가중치(code weight)와 곱을 취한 후 더해진다. 이 값은 다시 I, Q 채널 각각의 제곱의 합이 되어 임계판정(V_{TH} 을 기준으로)을 받는다. 만일 임계판정을 통과하면 그림2의 모든 스위치들이 닫히면서 PN 코드발생기가 동작을 시작하고 직렬검색시스템이 구동되어 코드위상을 다시 검증한다. 여기서 PN 코드발생기는 직렬검색시스템에서 상관(correlation)을 위하여 사용될 뿐만 아니라 정합필터에서의 코드가중치(code weight)를 갱신하기 위해서도 이용된다.

두 번째 임계판정이 진행되는 동안 코드가중치를 계속 갱신해야하는 이유는 특정 코드위상이 두 번째 임계판정을 통과하지 못했을 경우 즉시 인접 코드위상을 검색할 수 있도록 정합필터를 대기시키기 위해서이다. 만일 코드가중치를 고정시킨다면 다음의 문제점이 발생한다. 즉, 찾고자 하는 코드위상(correct PN code phase) 바로 직전에 오보(false alarm)가 발생하면 두 번째 임계판정을 하는 동안 올바른 코드위상(correct code phase)을 지나치는 상황이 있을 수 있는데, 두 번째 임계판정기간이 길수록 이 상황이 일어날 확률이 커지고, 결과적으로 코드획득시간의 증가를 초래하는 것이다.

그림2의 구조는 이러한 문제점 없이 코드위상을 순서적으로 검색할 수 있으므로 드웰시간이 $T_c/N(N: 1/\text{검색위상의 증가분})$ 인 직렬검색시스템으로 간주할 수 있다. 따라서 복합 시스템의 이론적인 분석모델은 이중드웰 방식의 것과 비교했을 때 드웰시간이 다른 것(두 방식의 검색율이 서로 다름)을 제외하고는 같다.

그림3은 제안된 시스템의 동작특성을 나타내는 ROC(receiver operating characteristics) 곡선으로써 식 (17)의 알고리즘을 사용하여 얻어진다. 이것은 오보확률과 검출확률간의 상호관계를 채널상의 신호대

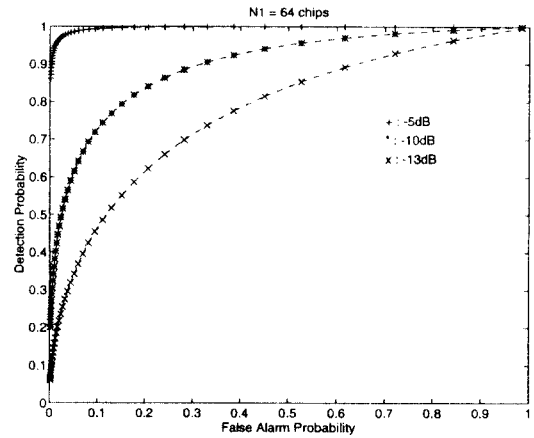


그림 3. AWGN 채널에서의 ROC

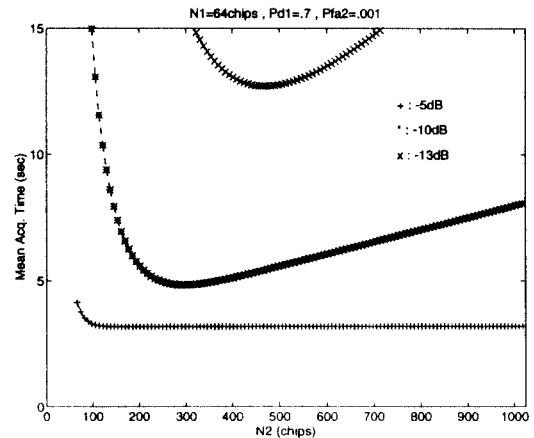


그림 4. 이중드웰 코드획득시스템의 평균코드획득시간

잡음비에 따라 표현한 것으로 수신시스템의 동작특성을 잘 나타낸다.

그림3과 식 (1)을 이용하면 이중드웰 코드획득시스템의 평균코드획득시간을 구할 수가 있고, 그 결과를 그림4에 나타내었다. PN코드의 길이는 32767칩, 한 코드위상의 크기는 반칩, penalty K는 150으로 가정하였다. 첫 번째 드웰시간은 $N1(64)$ 칩만큼의 시간으로 하였고 두 번째 드웰시간은 $N2$ 칩 즉, 66칩부터 1024칩만큼의 시간으로 변화시키면서 계산하였다. 채널상의 신호대 잡음비(SNR)에 따라 검출확률과 오보확률이 변하므로 평균코드획득시간에도 큰 차이가 있

음을 볼 수 있다. 검색율이 정합필터에 비해 상대적으로 느린 이중드웰 코드획득시스템은 검출실패(missed detection)로 인한 시간소요가 상당히 크므로 이를 고려하여 첫 번째 임계관정의 기준을 검출확률이 0.7이 되도록 하였다. 실제로 임계관정의 기준을 오보 확률로 했을 때 보다 더 빠른 성능을 보인다. 두 번째 드웰시간은 확인과정으로써 첫 번째보다 상당히 길어 검출확률은 1에 가깝고 오보확률은 0에 가까우므로 임계관정은 오보확률을 기준으로 하였다. 그 결과 SNR이 -10dB인 경우에 최소 평균코드획득시간은 N2가 290일 때 약 4.84초임을 그림에서 볼 수 있다.

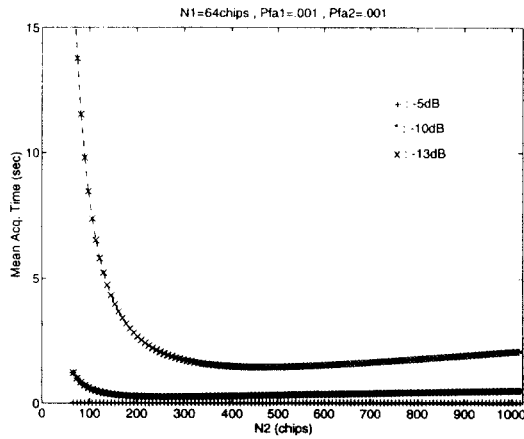


그림 5. 복합 코드획득시스템의 평균코드획득시간

그림5는 복합 코드획득시스템의 평균코드획득시간을 나타낸 것이다. 이중드웰 코드획득시스템과 같은 환경에서 성능을 비교하기 위해 SNR과 N1을 그림4에서와 같게 하였다. N1이 64인 것은 64칩의 delay line을 의미하지만 드웰시간은 64칩만큼의 시간이 아닌 반칩만큼의 시간이다. 따라서 반칩만큼의 드웰시간으로 64칩의 상관(correlation)효과를 볼 수가 있어서 코드획득시간이 상당히 단축됨을 볼 수 있다. 한 가지 특이한 사항은 정합필터의 검색율이 상당히 빠르므로 검출실패(missed detection)로 인한 시간소요는 오보(false alarm)로 인해 소요되는 전체적인 시간보다 적다는 것이다. 따라서 이중드웰 시스템과는 달리 첫 번째 임계관정의 기준을 오보확률 0.001로 하

여 분석하였다. 그 결과 그림 4의 결과에 비해 매우 빠른 코드획득의 성능을 볼 수 있다. 한 예로 SNR이 -10dB의 경우에 최소평균코드획득시간은 N2가 262일 때 약 0.28초 정도으로써 이중드웰시스템의 4.84초에 비해 17배의 속도개선을 보인다.

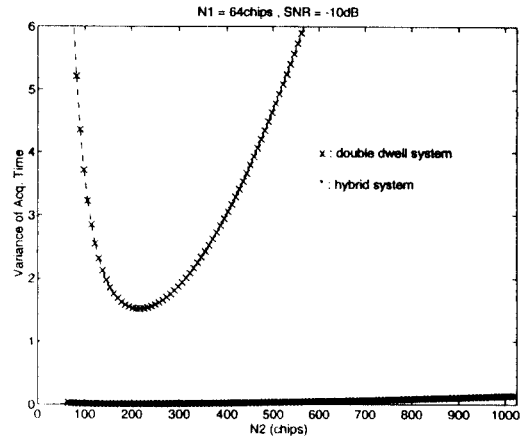


그림 6. 코드획득시간의 분산 비교

코드획득시스템의 성능평가 지표에 있어서 코드획득시간의 평균 못지않게 그 분산 역시 중요한 요소이다. 그림6은 SNR -10dB인 채널상황에서의 분산값들을 그린 것이다. 이중드웰시스템은 약 1.52, 복합 시스템은 0.008의 최소 분산 값을 가지므로 분산에서도 복합 코드획득시스템은 역시 좋은 성능을 발휘한다.

IV. 결 론

본 논문에서는 대역확산통신에서 매우 중요한 동기화과정에서 정합필터와 직렬검색방식을 결합한 복합 코드획득시스템을 제안, 분석하였다. 제안된 시스템은 특정한 상황에서 정합필터의 코드가중치를 갱신하도록 되어있어서 코드위상검색이 순서적으로 이루어지는 특성이 있다. 즉, 직렬검색시스템이 정합필터에 의해 보고된 코드위상에 대해 실시한 두 번째의 임계관정이 오보로 밝혀지는 순간 인접 코드위상을 즉시 검색할 수 있도록 코드가중치를 계속 갱신하면서 대기상태로 유지하는 기능이 있다. 따라서 복합

시스템은 첫 번째 드웰시간이 매우 짧은 이중드웰 코드획득시스템과 유사한 이론적 모델로 분석이 가능하였다.

코드획득시간의 평균과 분산을 계산함에 있어 PN 코드의 길이는 32767칩, 한 코드위상의 크기는 반칩으로 하였고 복조시 주파수 에러 값은 없는 것으로 가정하였다. 이중드웰시스템의 첫 번째 드웰시간은 64칩만큼의 시간으로, 정합필터는 64탭으로 하고 두 번째 드웰시간은 66칩부터 1024칩만큼의 시간까지 바뀌어 가며 계산하였다. SNR에 따라 두 시스템의 성능을 비교한 결과 본 논문이 제안한 복합 시스템의 성능이 우수한 것으로 밝혀졌다. 한 예로 SNR이 -10dB일 때 복합 시스템은 코드획득시간의 평균과 분산 각각 0.28초, 0.008초로써 평균의 경우 이중드웰 시스템보다 약 17배의 속도개선을 보였다.

참 고 문 헌

1. R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of Spread Spectrum Communications-A Tutorial", IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, pp. 855-884, May 1982.
2. Su Il Boo, G. D. Jo, H. M. Lee, C. S. Kim, "A Code Acquisition for a Proper Acquisition Time in Direct Sequence Spread Spectrum System", 1993 Asia-Pacific Conference on Communications(APCC '93), pp. 7A.3.1-7A.3.6, August 1993.
3. J. K. Holmes, Coherent Spread Spectrum Systems, New York: Wiley, pp. 411-426, 1982.
4. J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition Time Performance of PN Spread Spectrum Systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, pp. 778-783, Aug. 1977.
5. R. E. Ziemer and R. L. Peterson, Digital Communications and Spread Spectrum Systems, Macmillan, pp. 501-554, 1985.
6. Andreas Polydoros, C. L. Weber, "A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Part I: General Theory", IEEE Trans. Commun., vol. COM-32, NO. 5, pp. 542-549, May 1984.

7. K. S. Shanmugan, A. M. Breipohl, Random Signals-Detection, Estimation and Data Analysis, John wiley & sons, Inc, pp. 504-508, 1988.
8. G. H. Robertson, "Computation of the Noncentral Chi-Square Distribution," Bell syst. Tech. J., pp. 201-207, January 1969.
9. W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, Numerical Recipes in C-The Art of Scientific Computing, 2nd ed., Cambridge University Press, pp. 216-222, 1992
10. M. Abramowitz and I. A. Stegun, Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables, Dover Publications, INC., New York, pp. 940-943, 1972.
11. D. A. Shnidman, "Evaluation of the Q Function", IEEE Trans. Commun., vol. COM-22, pp. 342-346, March 1974.
12. M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, B. K. Levitt, Spread Spectrum Communications, Vol. III, Computer Science Press, pp. 3-35, 1985.
13. Andreas Polydoros, C. L. Weber, "A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Part II: A Matched-Filter Receiver", IEEE Trans. Commun., vol. COM-32, NO. 5, pp. 550-560, May 1984.



趙 權 都(Gweon-Do Jo) 정회원
 1969년 3월 6일생
 1991년 2월: 전남대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1994년 2월: 전남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1994년 2월~현재: 한국전자통신연구소 연구원

金 善 榮(Sun-Young Kim)
 한국전자통신연구소 선임연구원
 통신학회논문지 제16권 1호 참조

정회원