

論文93-30A-8-2

DS/SS 시스템에서 최소 코드획득시간을 위한 최적 코드측정시간에 관한 연구

(On the Optimum Dwell Time for Fast Code Acquisition in DS/SS Systems)

趙 權 都*, 夫 秀 日**, 金 澈 成**

(Gweon Do Jo, Su Il Boo and Cheol Sung Kim)

要 約

대역확산통신 시스템은 확산코드의 대역폭이 넓고, 주기가 길기 때문에 빠른 코드획득을 요한다. 특히 낮은 신호대 잡음비(SNR)에서 성능을 발휘하는 직렬검색(serial search) 방식의 경우 코드측정시간(τ_D)이 길면 신호검출확률(P_D)이 크고 신호오인확률(P_{FA})이 작아서 신호검출에는 유리하나 매 셀(cell)에서의 소요 시간이 많아지므로 긴 코드획득시간을 요구하고, 코드측정시간(τ_D)을 너무 짧게 하여도 P_D 는 작고 P_{FA} 는 커서 잦은 missed detection이나 false alarm으로 인해 역시 코드획득시간이 길어진다. 따라서 빠른 코드획득을 위해서는 최적의 코드측정시간을 설정할 필요가 있다.

본 논문에서는 코드측정시간을 변화시키면서 코드획득시간을 계산하고 그 최소값을 찾아 최적의 코드측정시간을 구하였다. 코드측정시간에 따른 신호검출확률(P_D)과 신호오인확률(P_{FA})은 chi-square 분포를 수치해석을 이용하여 적분함으로써 구할 수 있다. 또 chi-square 분포가 아닌 central limit theorem의 개념에 입각한 가우시안(gaussian) 분포를 이용한 결과치와도 비교하여, 가우시안 근사방법은 최적의 코드측정시간 도출에 부적절함을 보였다. 이론치의 타당성을 검토하기 위해 일정한 상황을 설정하여 모의실험(simulation) 하고 그 결과를 비교, 분석하였다.

Abstract

In a spread spectrum system, the bandwidth and period of spreading code is wide and long, respectively. So it is necessary to make the code acquisition time as short as possible. In particular, serial search code acquisition system requires optimum dwell time for fast acquisition. In this paper, code acquisition time is calculated by varying dwell time. Among them, minimum code acquisition time is chosen and then optimum dwell time can be obtained. Detection probability(P_D) and false alarm probability(P_{FA}) can be obtained by integrating chi-square pdf by numerical analysis. The results are compared with that of gaussian approximation method and then it is concluded gaussian approximation method is not suitable for obtaining optimum dwell time. Computer simulation supports theoretical results.

*準會員, **正會員, 全南大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Chonnam Nat'l Univ.)
接受日字: 1993年 5月 30日

I. 서론

대역확산통신은 전송할 신호의 대역폭을 넓은 대역폭의 코드를 이용하여 넓게 확산(spreading)시켜 전

송하고, 수신시 수신기에 내장된 확산부호를 이용하여 역확산(despreading)시킴으로써 확산부호와 상관관계가 없는 간섭, 잡음에 의한 영향을 감소시키는 장점이 있다. 역확산을 위해서는 수신신호의 코드위상이 수신기의 local generator의 코드 위상과 일치하여야 하는데, 이러한 코드 동기화 문제는 대역확산 통신시스템 수신기의 중요한 역할이다.

정확한 동기를 위해서는 첫째, 송신시 사용한 확산부호의 정확한 패턴(pattern)과 칩 기간(chip duration)을 수신자가 알고 있어야 하고 둘째, 수신된 부호와 기준 확산부호사이의 위상차(phase offset)를 없애주어야 한다. 만일 두 가지 조건 중 하나라도 만족이 되지 못하는 경우에는 대역확산통신시스템의 존재 자체가 의미 없게 된다. 송신기에서 사용한 부호 발생장치와 동일한 장치를 수신기에 내장시킴으로써 확산부호의 패턴은 쉽게 알 수 있지만, 두번째 조건인 송수신 신호간의 완벽한 동기유지는 사용 코드의 대역폭이 넓고 주기가 길기 때문에 기술적으로 많은 어려움이 있어 대역확산 통신기술에서 주요 연구대상이 되어 왔으며, 그 해결방안도 다양하게 제시되고 있다. [1] [2] 수신측에서 두 부호의 위상차를 없애는 동기화 과정은 코드획득(code acquisition)과 코드추적(code tracking) 두 과정으로 나뉜다. 코드획득 과정은 위상을 대략 1 칩 이내로 조정하는 과정이고, 일단 코드가 획득되면 정밀한 동기 시스템이 closed loop operation으로 일치된 위상을 유지시키게 되는데 이러한 과정이 코드추적 과정이다.

대역확산신호의 코드를 획득하는 방식으로는 직렬검색(serial search) 방식, 순차추정(sequential estimation) 방식, 정합여파기(matched filter) 방식 등이 있다. 이 중 순차 추정 방식과 정합여파기 방식은 코드획득시간이 짧은 잇점이 있지만 SNR이 좋은 환경을 요구한다. [2] 그러나 현재 SCS Mobile comm. 사에 의해 제안되어 연구가 활발히 진행되고 있는 광대역 부호분할 다원접속(B-CDMA) 시스템 등은 높은 칩 속도, 즉 처리이득이 큰 PN (Pseudo Noise) 코드가 이용이 되고 그에 따라 코드획득 시스템은 상당히 낮은 SNR에서 성능을 발휘하여야 하므로, 본 논문에서도 이러한 추세에 맞춰 낮은 SNR 환경에 적합한 직렬검색방식을 택하였고 [2] [3], Qualcomm.사의 CDMA 에 이용되는 1.2288 Mbps의 칩 속도보다 훨씬 높은 32 Mbps를 이용하여 모의실험하였다. 직렬검색방식에도 고정측정시간(fixed dwell time), 가변측정시간(variable dwell time) 방식으로 구분할 수 있는데, 가장 기본적인 고정측정시간 방식을 택했으며 그 중에서도 단일측정

(single dwell) 방식을 택하여 분석하였다.

코드획득의 성능평가지표라 할 수 있는 평균획득시간 및 이의 분산 등은 여러 문헌에 잘 나타나 있듯이 신호검출확률(P_D), 신호오인확률(P_{FA}) 및 코드측정시간(τ_D) 등의 함수로 주어지는데, 이러한 요소들은 또한 서로 상관관계가 있다. [4] [5] 코드측정시간이 길면 P_D 가 크고 P_{FA} 가 작아 신호검출에는 유리하나 매 셀에서 소요되는 시간이 길어지므로 긴 코드획득시간을 요구하고, 코드측정시간이 너무 짧으면 P_D 가 작고 P_{FA} 가 커서 잦은 missed detection이나 false alarm으로 인하여 역시 코드획득시간이 길어진다. 또한 이러한 상황은 SNR과 임계전압(threshold voltage) V_T 에 의해 달라진다. 따라서 이러한 변수들의 상호관계 하에서 빠른 코드획득을 위한 코드획득 시스템의 최적(optimum)의 동작조건을 찾기 위해서는 이들의 관계를 종합적으로 분석해야 한다. 본 논문에서는 이러한 변수들이 서로 연계되어 최적치를 closed form으로 수식화하여 구할 수는 없으므로 신호오인확률은 고정계수로 하고 다른 값들을 변화시켜가면서 최소의 코드획득시간을 얻을 수 있는 코드측정시간(τ_D)을 구하여 보인다. Correct cell에 대한 사전 확률분포는 균일한 것으로 가정하였고, 전송채널은 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN) 채널로 가정하였다.

II. Serial search 방식의 이론적 해석

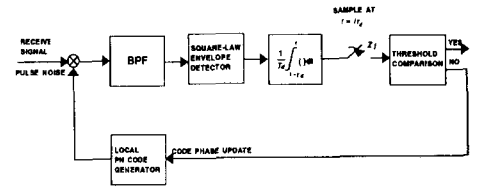


그림 1. Single dwell 직렬검색 시스템의 블럭도
Fig. 1. Block diagram of single dwell serial search system.

그림 1 에 single dwell 직렬검색 방식의 블럭도를 나타내었다. 수신된 신호는 수신기 내부에서 발생된 기준 코드와 곱해진 후 BPF를 거쳐 역확산된 신호만을 통과시킨 후, 변조된 데이터의 영향을 무시할 수 있도록 그 값을 제공하여 적절한 τ_D 만큼 측정 한 후, 임계전압 V_T 와 비교하여 그 값이 V_T 보다 크면 송신과 수신 코드의 위상차가 1 칩 이내인 것으로 간주하

여 코드추적과정으로 들어가도록 제어하고 V_T 보다 작으면 기준 코드위상을 1 칩 이내로 변화시킨 후 처음 과정부터 다시 시작하도록 작동한다. 만일 missed detection이 발생하면 다음 correct cell을 찾을 때까지 나머지 모든 셀을 검색하고, false alarm이 발생하면 시스템이 incorrect cell임을 인지하여 다음 셀의 검색을 시작하는 데까지 일정한 시간이 소요된다.

코드획득의 성능평가지표라 할 수 있는 평균획득시간($\overline{T_{acq}}$)을 구하기 위한 방법은 여러 가지가 있지만, [4] [5] [6] 그 중 널리 쓰이는 것은 Markov process와 Mason's gain formula를 이용하여 생성함수(generating function)를 구하고 이를 이용하여 계산하는 방법으로, 본 논문은 그 결과를 이용하도록 하겠다. 코드 도플러효과가 없을 때 평균획득시간($\overline{T_{acq}}$)은

$$\overline{T_{acq}} = \frac{(2 - P_D)(1 + KP_{FA})q^{\tau_D}(q)}{2P_D} \quad (1)$$

이고, 획득시간의 분산(σ^2)은

$$\sigma^2 = \tau_D^2 \left\{ (1 + KP_{FA})^2 q^2 \left(\frac{1}{12} - \frac{1}{P_D} + \frac{1}{P_D^2} \right) \right\} \quad (2)$$

- τ_D : dwell time (코드측정시간)
- K : false alarm 발생시 penalty time
- q : 검색해야할 cell의 총 개수

이다.

윗 식에서 볼 수 있듯이 평균획득시간 및 이의 분산은 P_D , P_{FA} 및 τ_D 등의 함수로 주어지는데, 이러한 요소들은 또한 서로 상관관계가 있다. 이들의 관계를 확률, 통계적으로 분석하기 위해 다음과 같은 과정을 밟는다. [6]

그림 1의 BPF를 통과한 잡음은

$$n(t) = \sqrt{2}n_I(t)\cos\omega_{IF}t - \sqrt{2}n_Q(t)\sin\omega_{IF}t \quad (3)$$

로 표현할 수 있다. 이때 $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 는 각각 $|f| < B/2$ 인 주파수 구간에서 $N_0/2$ 의 power spectral density 갖는다.

식 (3)을 제공하여 기저대역성분만을 표현하면

$$[n^2(t)]_{LPF} = n_I^2(t) + n_Q^2(t) \quad (4)$$

이고, 적분기의 출력은

$$V = \frac{1}{\tau_D} \int_0^{\tau_D} [n^2(t)]_{LPF} dt \\ = \frac{1}{\tau_D} \int_0^{\tau_D} n_I^2(t) dt + \frac{1}{\tau_D} \int_0^{\tau_D} n_Q^2(t) dt \quad (5)$$

이 된다.

잡음 $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 의 자기상관함수는

$$R_n(\tau) = \frac{1}{2} N_0 B \text{sinc}(B\tau) \quad (6)$$

이므로 $1/B$ 시간 간격의 잡음샘플들은 상관값이 0 이고, 이것은 통계적으로 독립적임을 의미한다.

Chi-square 랜덤변수는 독립적인 가우시안 랜덤변수 n 개(n 은 자유도)를 각각 제공하여 합한 것이므로 [6] 식 (5)에서 연속적인 신호 $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 를 표본화율 B 로 샘플을 취하면

$$V = \frac{1}{B\tau_D} \sum_{k=1}^{B\tau_D} \left[n_I^2\left(\frac{k}{B}\right) + n_Q^2\left(\frac{k}{B}\right) \right] \quad (7)$$

이 되고, 적분기 출력 V 는 자유도 $n=2B\tau_D$ 인 chi-square 랜덤변수가 되어 P_{FA} 을 chi-square 분포로 해석할 수 있게 된다. V 의 chi-square(central) 분포는

$$P_c(x) = \begin{cases} \frac{1}{2^{\frac{n}{2}} \sigma^n \Gamma(\frac{n}{2})} x^{\frac{n}{2}-1} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} & (x > 0) \\ 0 & (x \leq 0) \end{cases} \quad (8)$$

이 된다.

따라서 false alarm 확률은

$$P_{FA} = \int_{V_c}^{\infty} P_c(x) dx \quad (9)$$

로 구할 수 있다.

P_D 를 구하기 위해서는 잡음과 신호를 같이 고려해야 한다. 먼저 신호를 간단하게 표현하면

$$S(t) = \sqrt{2P} \cos\theta \cos\omega_{IF}t - \sqrt{2P} \sin\theta \sin\omega_{IF}t \quad (10)$$

이고, 적분기 출력은

$$V = \frac{1}{\tau_D} \int_0^{\tau_D} [s(t) + n(t)]_{LPF}^2 dt \\ = \frac{1}{\tau_D} \int_0^{\tau_D} \left[\sqrt{P} \cos\theta + n_I(t) \right]^2 dt \\ + \frac{1}{\tau_D} \int_0^{\tau_D} \left[\sqrt{P} \sin\theta + n_Q(t) \right]^2 dt \quad (11)$$

이다.

적분기 출력 V 는 앞의 경우와 같이 $2B\tau_D$ 개의 적분기 출력 V 는 앞의 경우와 같이 $2B\tau_D$ 개의 독립적인 가우시안 랜덤변수를 제공하여 합한 것으로 근사시킬 수 있고, noncentral chi-square 분포로 해석이 가

능하다.

$$P_{nc}(x) = \frac{1}{\pi} e^{-\frac{\lambda}{2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{\sigma}\right)^{2n+2j-1} \lambda^j}{\Gamma\left(\frac{1}{2}n+j\right) 2^j j!} \quad (12)$$

λ noncentrality parameter

따라서 detection 확률은

$$P_D = \int_{V_T}^{\infty} P_{nc}(x) dx \quad (13)$$

이다.

그런데 식 (9) 와 식 (12) 의 적분계산은 간단하지가 않아서 여러 가지 방법들이 동원되는데, central 과 noncentral chi-square 분포의 적분 table, Receiver Operating Characteristic(ROC) 그림^[8], nomogram 등을 이용하여 P_D , P_{FA} 를 구할 수 있다. 또한 central limit theorem의 개념을 도입하여 chi-square 분포대신 가우시안 분포로 근사하여 쉽게 구할 수 있으나, 이 방법은 $B\tau_D \gg 1$ 인 조건이 만족되어야 오차가 적다.^{[4] [9]}

Ⅲ. 최적 dwell time의 도출

본 논문은 chi-square 분포의 적분값을 수치해석을 이용하여 구한 다음 평균획득시간을 계산하였고^{[10] [11] [12]}, 이 중 평균획득시간이 최소의 값이 되도록 하는 $B\tau_D$ 값을 SNR에 따라 구함으로써 최적 코드측정시간(τ_D)을 계산하였다. P_{FA} 값을 구하기 위한 central chi-square 분포의 구간 적분값은 수치해석으로 구할 수 있다.^[10]

$$P_{FA} = Q(x^2|v) = \left[2^{\frac{v}{2}} \Gamma\left(\frac{v}{2}\right) \right]^{-1} \int_{V_T}^{\infty} (x)^{v-1} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

P_D 를 계산하기 위해서는 noncentral chi-square 분포를 적분할 수 있어야 하는데 이 분포는 식 (12)에서처럼 무한의 합 형태인 관계로 계산이 용이하지 않다. 따라서 참고문헌 [11]에 근거하여 central chi-square 분포로 수정하여 해석한다.

$$P_D = Q(x^2|v, \lambda) \approx Q\left(\frac{x^2}{1+b} | v^*\right)$$

$$a = v + \lambda, b = \frac{\lambda}{v + \lambda}$$

$$v^* = \frac{a}{1+b}$$

(λ : noncentrality parameter)

이렇게 구한 P_D , P_{FA} 를 식 (1)에 대입하여 평균획득시간을 계산하고, 다시 τ_D 를 바꾸어 계산을 새로이 하는 알고리즘으로 프로그램 하였다.

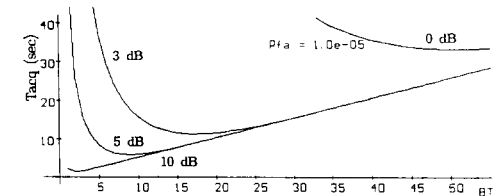
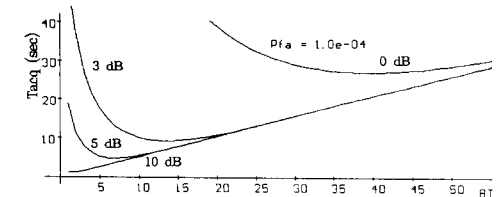
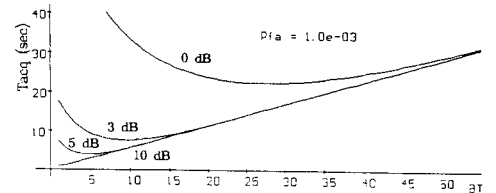
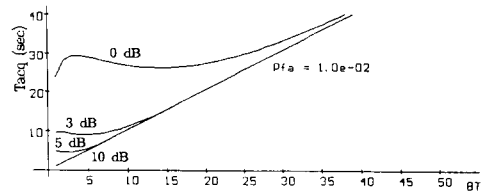
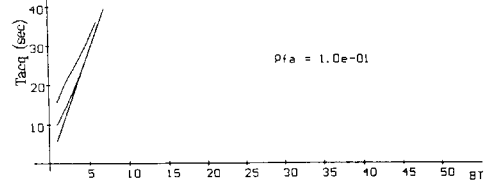


그림 2. $B\tau_D$ 값에 따른 평균코드획득시간의 변화
Fig. 2. Variation of mean code acquisition time according to $B\tau_D$.

그림 2 는 P_{FA} 이 10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} , 10^{-2} , 10^{-1} 이도록 V_T 를 정한 후 B_{rD} 값이 증가함에 따라 평균획득시간이 변하는 상황을 SNR이 각각 0, 3, 5, 10 (dB) 인 경우로 나누어 그린 것이다. B_{rD} 값이 작을 때는 측정시간이 짧은 관계로 P_D 값이 낮아 missed detection으로 인한 시간소비가 많고, B_{rD} 값이 커감에 따라 P_D 의 개선으로 시간이 줄어들지만 B_{rD} 가 일정값 이상이 되면 매 위상마다 소요되는 측정시간의 영향으로 코드획득시간이 다시 증가하는 경향을 볼 수 있다. 따라서 최적 측정시간은 코드획득시간을 최소로 하는 B_{rD} 값으로 계산된다.

표 1. SNR과 P_{FA} 에 따른 평균획득시간의 최소치 (sec)

Table 1. Minimum value of mean acq. time according to SNR and P_{FA} .

SNR P_{FA}	0dB	3dB	5dB	10dB
1e-1	29.09(1)	15.51(1)	9.88(1)	5.66(1)
1e-2	26.16(14)	8.86(5)	4.51(2)	1.12(1)
5e-3	22.99(19)	7.80(6)	3.97(3)	0.89(1)
1e-3	22.20(28)	7.55(9)	3.58(5)	0.82(1)
5e-4	23.29(31)	7.93(11)	4.07(5)	0.88(1)
1e-4	26.93(40)	9.18(13)	4.67(7)	1.11(2)
5e-5	28.69(43)	9.78(15)	5.03(8)	1.14(2)
1e-5	32.86(51)	11.20(17)	6.08(11)	1.25(2)

* ()안은 B_{rD} 값

[표. 1] 에 최소 평균획득시간과 그때의 B_{rD} 값들을 정리하였다. $P_{FA} = 10^{-3}$ 일 경우의 평균획득시간이 모든 SNR에 대해 전반적으로 가장 작으므로, V_T 는 대략 $P_{FA}=10^{-3}$ 이도록 정해 주는 것이 적당함을 결론지을 수 있다. 최적 측정시간의 한 예로써 $P_{FA}=10^{-3}$, SNR=10 dB의 경우, $B_{rD}=1$ 즉 $\tau_D=1/B$ (B는 BPF의 대역폭)인 측정시간이 빠른 코드획득을 위한 최적치 임을 볼 수 있는데, 이것은 측정시간이 데이터의 한 심볼기간과 같음을 의미한다. 그러므로 PN 코드의 입장에서 보면, 처리이득에 따라 부분자기상관함수의 window size(칩의 갯수 단위)는 바뀔 수 있다. 다시 말해서 최적 측정시간은 시간 단위이기 때문에 PN 코드 한 주기 중 몇 개의 칩만을 부분자기상관하는 것이 최적의 조건일지는 처리이득에 따라 달라질 수 있다는 것이다.

본 논문의 모의실험 규격처럼 처리이득을 1000으로 한다면 $B_{rD}=1$ (한 심볼기간 동안의 측정시간을 의미)일 때 PN 코드의 한 주기인 32767 칩 중 1000개

의 칩을 부분자기상관함을 의미하지만, 처리이득을 달리하면 부분자기상관하는 칩 갯수 역시 달라진다. 단, 처리이득이 작아짐에 따라 P_{FA} 를 구할 때 도입했던 central chi-square를 이용한 해석이 오차가 커지므로 주의를 요한다.

이 도표의 SNR은 역확산된 신호가 그림 1의 BPF 통과 후의 SNR 이므로 처리이득이 1000 인 경우 채널상의 SNR은 여기에서 30 dB 를 뺀 값이 된다. 즉, 도표상의 10 dB는 채널상의 -20 dB를 의미한다. -20 dB의 상황은 극히 열악한 환경이어서 순차 추정과 같은 동기방식으로는 동기화가 매우 힘들 것이지만 적률검색방식으로는 짧은 시간으로 동기화가 가능함을 볼 수 있다.

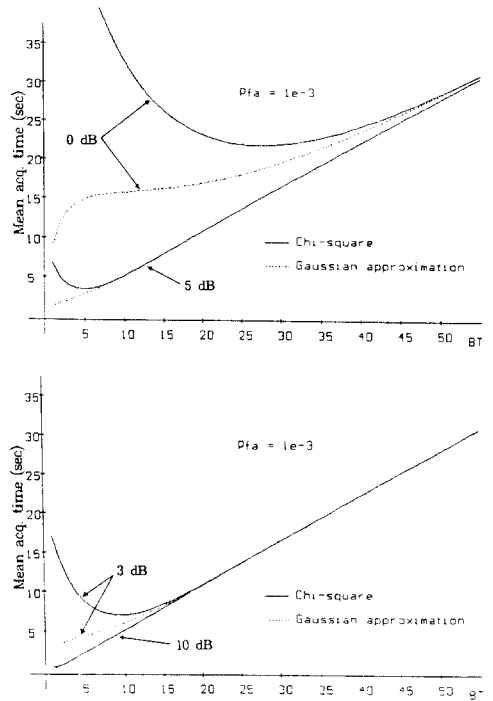


그림 3. Chi-square와 가우시안 근사방법의 비교
Fig. 3. Comparison of chi-square and gaussian approximation.

그림 3은 $P_{FA}=10^{-3}$ 일 때 chi-square를 이용한 결과와 가우시안 분포 근사방법의 결과를 비교하여 그린 것이다. B_{rD} 가 커짐에 따라 chi-square 분포에 접근함을 볼 수 있으나 B_{rD} 가 작은 값일 때도 단조증가하는 형태이므로 최적 측정시간을 구하는 데에 이용될 수 없다. 그림 4에 SNR에 따른 최적 측정시간을 그림으로 나타내었다.

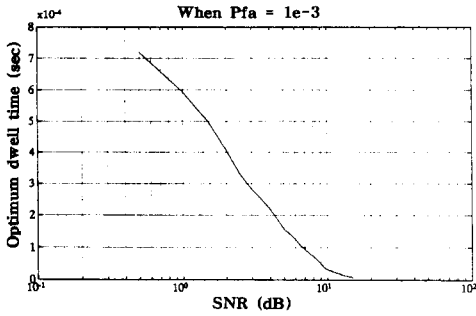


그림 4. SNR에 따른 최적 측정시간
Fig. 4. Optimum dwell time according to SNR.

IV. 모의실험

도출된 이론치의 타당성을 확인하기 위해 계산된 최적 코드측정시간을 이용하여 모의실험하였다. 그림 1의 적분기 출력은 표본화 주파수에 비해 매우 낮은 주파수이므로 3250 : 1 로 decimation 하였음을 밝혀둔다.

* 모의실험 규격

- 변조방식 : $\pi/4$ QPSK
- 데이터 속도 : 32 Kbps
- IF 주파수 : 160 MHz
- 칩 속도 : 32 Mbps
- 표본화 주파수 : 416 MHz
- PN 코드 : maximal length sequence

$$(f(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1)$$
- PN 코드 주기 : $2^{15} - 1$
- 코드측정시간 : $\tau_D = 1/B = 1/32$ KHz
- 채널모델 : AWGN
- 1 셀의 크기 : 1 칩

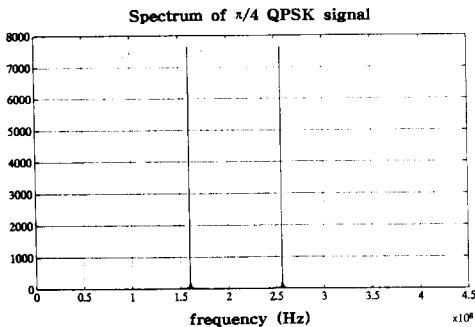


그림 5. $\pi/4$ QPSK 신호의 스펙트럼
Fig. 5. Spectrum of $\pi/4$ QPSK signal.

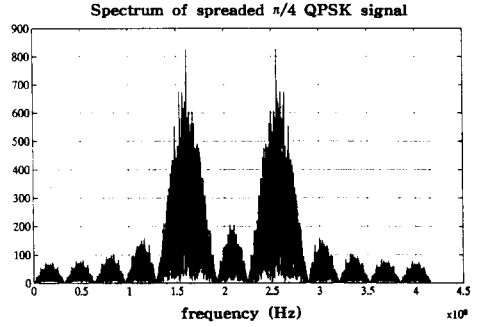


그림 6. PN 코드에 의해 확산된 $\pi/4$ QPSK 신호의 스펙트럼
Fig. 6. Spreaded $\pi/4$ QPSK signal by PN code.

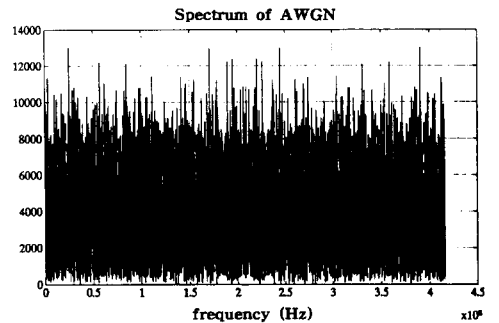
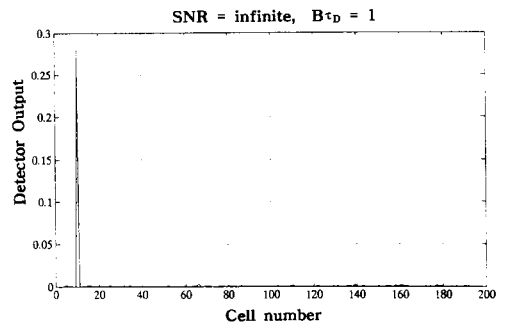
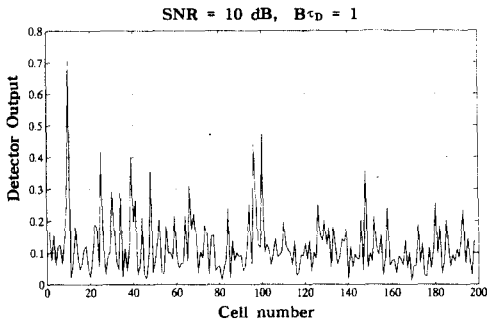


그림 7. SNR=10 dB에 해당하는 AWGN의 스펙트럼
Fig. 7. Spectrum of AWGN when SNR = 10 dB.

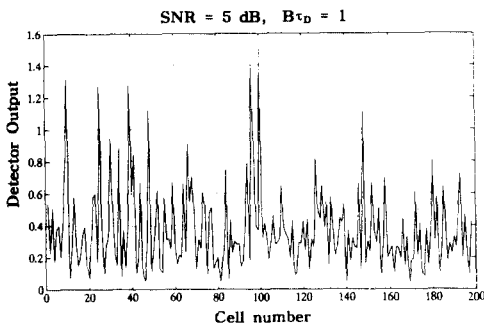
모의실험에 사용된 $\pi/4$ QPSK 신호와 PN 코드에 의해 확산된 $\pi/4$ QPSK 신호의 스펙트럼이 그림 5와 그림 6에 각각 나타나 있다. 그림 7은 SNR = 10 dB일 때의 AWGN 스펙트럼인데 이것은 역확산된 후의 SNR이고, 역확산되기 전 채널상에서의 -20 dB를 의미한다. 그림 6과 그림 7의 스펙트럼의 크기를 비교해보면 이해가 빠를 것이다. 이 모의실험은 SNR=10dB 일 때의 최적 코드측정시간($\tau_D=1/32$ KHz)를 기준으로 하였기에 SNR < 10



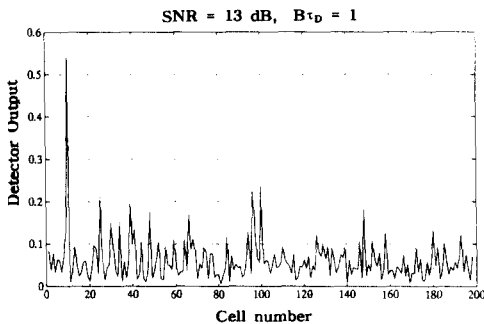
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 8. 각 셀에서의 적분기 출력

Fig. 8. Detector outputs of each cell.

- (a) No noise, (b) SNR=10dB,
- (c) SNR=5dB, (d) SNR=13 dB.

dB 이면 시스템의 성능이 크게 악화될 것이다.

그림 8 (a)는 잡음이 없는 경우의 적분기 출력을 보인 것인데, 본 모의실험에서는 10번째 셀이 correct cell이 되도록 하였다. 그림 8 (b)는 SNR=10 dB 일

때의 그림인데 $P_{FA}=10^{-3}$ 에 해당하는 V_T 는 약 0.69 이므로 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 그림 8 (c)는 SNR=5dB 경우 $B\tau_D=5$ 가 최적의 상태(표 1 참조)이지만 $B\tau_D=1$ 이기 때문에 코드추정시간이 너무 짧아 correct cell을 구분할 수 없는 상황을 볼 수 있고 그림 8 (d) SNR=13dB의 경우 역시 좋은 결과를 보이지만 코드추정시간을 더 짧게 함으로써 더욱 빠른 코드획득시간을 얻을 수 있다. (SNR=13dB 일 때의 최적상태는 $B\tau_D = 0.5$)

V. 결론

대역확산통신에서 매우 중요한 동기화 과정에서 직렬검색방식을 이용하여, 코드획득시간이 최소가 되는 기준을 세워서 최적 코드추정시간을 구하고 이로써 빠른 동기를 이룰 수 있음을 보였다. 최소 코드획득시간은 신호검출확률(P_D), 신호오인확률(P_{FA}), 신호추정시간(τ_D)등과 서로 연계되어서 최적치를 closed form으로 수식화하여 구할 수는 없으므로 신호오인확률(P_{FA})을 고정계수로 하고 다른 값(SNR, $B\tau_D$ 등)들을 변화시켜가면서 최적치를 구하였다.

V_T 를 대략 $P_{FA} = 10^{-3}$ 이 되도록 하였을 때 모든 SNR에서 가장 짧은 코드획득시간을 보였다. 본 논문은 이론적인 결과 도출에 초점을 맞추었기에 1 셀의 크기를 1 칩으로 간주하였다. 실제 시스템 구현시 흔히 이용하는 1/2 칩의 셀 크기일 때는 평균코드획득시간이 전자의 경우에 비해 2배 정도가 된다.

한 예로 SNR이 10 dB 일 때의 최적 추정시간 τ_D 은 약 31.25μ sec 이고, 이것은 처리이득 = 1000일 경우 1000 칩의 부분자기상관을 의미하며, 이 때의 평균코드획득시간은 0.88 (sec) 정도이다. 도출된 데이터들은 실제 시스템 구현시 유용한 자료가 될 수 있다.

參考文獻

- [1] V.M. Jovanovic, "Analysis of Strategies for Serial-Search Spread-Spectrum Code Acquisition Direct Approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, no.11, pp. 1208-1220, Nov., 1988.
- [2] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, vol. III, pp. 3-35, Computer Science Press, 1985
- [3] J. K. Holmes, *Coherent Spread*

- Spectrum Systems*, pp. 411-426, New York: Wiley, 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. 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
- [6] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, pp. 501-554, Macmillan, 1985
- [7] K.S. Shanmugan, A.M. Breipohl, *Random Signals-Detection, Estimation and Data Analysis*, pp. 504-508, John Wiley & sons, Inc, 1988
- [8] H. Urkowitz, "Energy Detection of Unknown Deterministic Signals", *Proc. IEEE*, April 1967
- [9] H. P. Baer, "The Calculation of the Statistical Probabilities of the Synchronization Times in a PN Spread Spectrum System for Minimized Acquisition Time Designs", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, pp 733-739, May 1980
- [10] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C - The Art of Scientific Computing*, 2nd ed., pp. 216-222, Cambridge University Press, 1992
- [11] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphics, and Mathematical Tables*, pp. 940-943, Dover Publications, INC., New York, 1972
- [12] D. A. Shnidman, "Evaluation of the Q Function", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, pp. 342-346, March 1974

著者紹介



趙權都(準會員)

1969年 10月 18日生. 1991年 2月 전남대학교 전자공학과 (학사) 1992年 3월 ~ 현재 전남대 대학원 전자공학과 (석사과정), 주관심분야 이동통신, 위성통신, 디지털 통신공학 등임.



金澈成(正會員)

1953年 12월 28日生. 1977年 2월 서울대학교 전자공학과 (학사) 1979年 2월 서울대 대학원 전자공학과 (석사). 1987年 12월 Univ. of Arizona(박사). 1979年 2월 ~ 1983年 3월 국방과학연구소 근무. 1983年 3월 ~ 1984年 2월 대우중공업 기술연구소 근무. 1984年 3월 ~ 1984年 7월 국민대학교 전자과 (강사). 1985年 1월 ~ 1987年 11월 Univ. of Arizona (Research Associate) 1987年 11월 ~ 1989年 3월 한국전자통신연구소, (이동통신 연구실장 역임). 1989年 3월 ~ 현재 전남대학교 전자공학과 조교수, 주관심분야 디지털 통신시스템공학, 이동통신, 위성통신, 통신신호처리, 영상처리 등임.



夫秀日(正會員)

1963年 12월 11日生. 1986年 2월 전남대학교 전자공학과 (학사). 1991年 8월 전남대학교 전자공학과 (석사). 1992年 3월 ~ 현재 전남대 대학원 전기공학과 (전자공학전공 박사과정), 주관심분야 디지털 통신공학, 이동통신, 위성통신 등임.