DS/SS 시스템에서의 차등 검파 기법을 이용한 비동기식 적응형 코드 위상 검출 방법

류탁기, 권종형, *전형구, 홍대식, 강창언
연세대학교 전기·전자공학과, *한국전자통신연구원(ETRI)
전화 : 02-2123-2865 / 팩스 : 02-312-4887

Noncoherent adaptive code acquisition scheme using a differential detection technique in DS/SS systems

Takki Ryu, Jonghyung Kwun, *Hyounggoo Jeon, Daesik Hong, Changeon Kang
Info. & Telecomm. Lab., Dept. of Electrical & Electronic Eng., Yonsei Univ.,
*Electronics and Telecommunications Research Institute
E-mail : eyas@catseye.yonsei.ac.kr

Abstract

Adaptive filter based code acquisition scheme offers a fast acquisition with a low error probability. However, it has been studied only under a coherent environment. In this paper, the noncoherent adaptive code acquisition scheme employing a differential detection technique is proposed. For the proposed scheme, system probabilities and the mean acquisition time are analyzed numerically. Simulation results show that the proposed system outperforms over the conventional matched filter by 2-4 dB under AWGN channel for 16 taps.

Ⅰ. 서론

DS/SS 시스템에서는 초기의 빠르고 정확한 코드 동기 획득이 매우 중요하다. 코드 동기 획득(acquisition) 방법은 반송파의 위상을 미리 복원하는가의 여부로 동기식(coherent)과 비동기식(noncoherent)으로 나누어 진다. 실제 환경에서는 코드 동기 획득 전에 반송파의 위상을 정확히 복원하기 어렵기 때문에, 비동기식 방법이 사용된다.

코드 동기 획득 방법은 주로 상관값을 이용하는 방식이 연구되어 왔는데, 이 경우 제곱기를 사용하여 비동기식으로 동작 가능하다. 이 방법은 현재 이동 통신 환경에 맞게 분석되었고[1], 현재 상용으로 사용되는 방식이다.

최근에 새롭게 제안된 적응형 필터를 사용하여 동기 획득하는 방식은 기존 방법에 비해 평균 동기 획득 시간상의 성능개선과 동기 추적단까지 하나의 공통된 구조로 구현 가능하다는 장점을 갖는다[2]. 그러나 아직까지 비동기식으로 동작 가능한 방법이 제안되지 않아서 실제 환경에서 쓰이지 못하는 단점이 있다.

본 논문은 한국 전자 통신 연구원의 지원 과제로 2000년도 두뇌한국21사업 핵심분야에 의해 수행되었습니다.

본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위해 차등 검파 기법을 이용한 비동기식 방법을 제안한다. 차등 검파기는 적응형 필터 입력의 반송파 위상 성분을 제거하고, 적응형 시스템이 비동기식으로 동작 가능하게 한다. 차등 검파 기법을 기존의 상관기 시스템에 적용한 비동기식 방법도 연구되었는데[3], 차등 검파 기법은 칩 단위로 동작 가능하기 때문에 적응형 동기 획득 시스템에 더욱 적합한 위상 제거 기법이다.

2장에서 제안된 시스템을 설명하고, 3장에서는 오보확률과 검출확률, 그리고 평균 동기 획득 시간을 수식적으로 분석한다. 4장에서는 수식 결과와 AWGN 채널에서의 시뮬레이션 결과를 살펴보고, 기존의 정합필터를 사용한 방식과 서로 비교해본다. 끝으로 5장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

Ⅱ. 차등 검파 기법을 이용한 적응형 코드 동기 획득 시스템

차등 검파 기법을 이용한 적응형 코드 동기 획득 시스템의 블록도는 <그림 1>과 같다. 제안된 시스템은 크게 차등 검파기와 기존의 적응형 동기 획득 시스템, 두 부분으로 구성된다.

차등 검파기의 출력 신호는, 연속되는 두 칩 구간동안 반송파 위상의 변화가 없다는 가정하에, 다음과 같이 표현된다.

$$x(i) = (c_i\cos\theta + n_c)(c_{i+1}\cos\theta + n_c') + (c_i\sin\theta + n_s)(c_{i+1}\sin\theta + n_s') \quad (1)$$

여기서 i는 이산 시간 단위, c_i는 확산 코드, θ는

$[0,2\pi]$에서 균일하게 분포하는 랜덤 위상 에러, n_c와 n_s는 샘플기 출력에서 발생하는 가우시안 잡음의 동위상 성분과 직교 위상 성분이다. 샘플기 출력에서의 잡음의 전력을 σ_n^2이라고 하면, n_c와 n_s의 전력은 $\sigma_n^2/2$로 같다. 간단한 삼각함수 공식을 이용하면, 식 (1)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} x(i) = & \; c_i c_{i+1} + c_i(n_c'\cos\theta + n_s'\sin\theta) \\ & + c_{i+1}(n_c\cos\theta + n_s\sin\theta) + n_c n_c' + n_s n_s' \\ = & \; C_i + N_i \end{aligned} \quad (2)$$

위에서 C_i는 $c_i c_{i+1}$이고, N_i는 나머지 항들을 나타낸다. 전자는 연속되는 PN 코드를 곱하여 얻어지는 코드로서, PN 코드의 특성에 의하여 이것 또한 PN 코드이다. 이 때, 코드의 위상은 바뀌게 된다. 그리고 후자는 전체적인 잡음 성분을 나타낸다. 따라서, 적응형 동기 획득 시스템의 입력은 위상 천이된 코드와 잡음, 두 개의 항으로 구성되는데, 반송파 위상 성분은 잡음에만 영향을 주고, 신호성분 C_i에는 영향을 주지 않는다. 그러므로 적응형 동기 획득 시스템은 동기식 환경에서와 똑같은 방법으로 비동기식 환경에서도 동작 가능하다.

차등 검파 기법을 적용한 본 시스템은, 위상 에러에 상관없이 비동기식에서도 적응형 시스템의 장점들을 얻을 수 있다. 그리고 차등 검파기는 칩 단위로 동작하기 때문에 아무리 채널이 빠르게 변화하여도, 두 칩 구간 동안만 채널이 유지되면 성능 열화가 없는 장점을 갖는다.

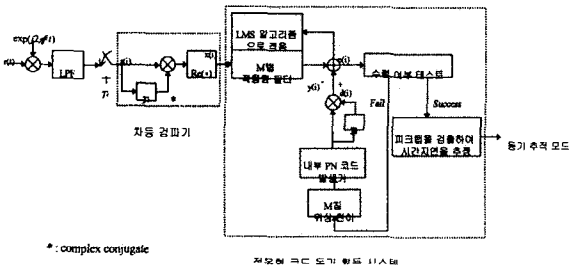

그림 1 차등 검파 기법을 이용한 적응형 코드 동기 획득 방법의 블록 다이어그램

Ⅲ. 평균 동기 획득 시간 수식 분석

제안된 시스템의 성능 분석을 위해, 시스템 확률과 평균 동기 획득 시간을 수식적으로 분석해보자. 이것을 구하기 위해서는 필터 탭 웨이트의 확률 밀도 함수가 필요하다.

LMS 알고리즘에 대하여, 필터의 입력이 가우시안 분포를 가질 때, 적응 후의 탭 웨이트는 가우시안 분포를 갖는다[4]. 제안된 시스템의 경우, 필터 입력이 정확히 가우시안 분포가 아니지만, 적응후의 탭 웨이트가 가우시안 분포임을 모의 실험을 통해 확인할 수 있다. 이것은 탭 웨이트의 분포를 유도함에 있어서, 식 (2)의 전체 잡음항을 가우시안으로 근사화 가능함을 의미한다. 따라서, 적응 후의 탭웨이트의 분포는 식 (2)에서의 잡음의 평균과 분산을 통해 얻을 수 있다. 식 (2)에서 N_i의 평균과 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[N] &= 0 \\ Var[N] &= \sigma_n^2 + 0.5\times\sigma_n^4 \end{aligned} \quad (3)$$

이 값을 이용하면, 탭 웨이트들은 다음과 같은 평균과 분산을 갖는 가우시안 분포로 나타난다[4].

$$E[w] = \begin{cases} \dfrac{1}{1+\sigma_n^2+0.5\times\sigma_n^2} & : \text{가정1의 피크웨이트}(m_w) \\ 0 & : \text{나머지 웨이트} \end{cases} \quad (4)$$

$$\sigma_w^2 = \begin{cases} \dfrac{\mu}{2}\dfrac{\sigma_n^2+0.5\times\sigma_n^4}{1+\sigma_n^2+0.5\times\sigma_n^4} & : \text{가정1}(\sigma_{w1}) \\ \dfrac{\mu}{2} & : \text{가정0}(\sigma_{w0}) \end{cases} \quad (5)$$

여기서 μ는 LMS 알고리즘에 사용되는 스텝 크기이고 가정1은 수신 코드의 위상이 현재 테스트 셀 내에 있을 때, 가정0은 그 이외의 경우이다. 탭 웨이트의 분포에 대한 수식 분석과 모의 실험의 비교 결과가 <그림 2>에 나와있다. 그림에서 두가지 결과가 거의 일치함을 알 수 있다.

평균 동기 획득 시간은 상태 천이도를 이용하여 구할 수 있는데, 적응형 동기 시스템의 경우 다음과 같다[2].

$$\begin{aligned} E\{T_{acq}\} = \frac{1}{P_D}\Bigg\{\Bigg[1 + \frac{(q-1)(2-P_D)}{2}\Bigg](T_a + T_d) \\ + \Bigg[P_{Fi} + \frac{P_{Fo}(q-1)(2-P_D)}{2}\Bigg]T_p\Bigg\} \end{aligned} \quad (6)$$

where $q = \lfloor \frac{L}{M} \rfloor$, T_a:적응시간, T_d:테스트시간, T_p:페널티시간

윗식에서 M은 탭수, L은 코드 주기, P_D는 검출확률, P_{Fi}는 내부 오보 확률, P_{Fo}는 외부 오보 확률로서, [5]에서 정의한 것과 동일한 개념이다. 테스트 시간은 적응후에 가정1인지 가정0인지 판단하는 시간을 뜻한다. 평균 동기 획득 시간의 성능을 좌우하는 각각의 확률은 수렴 여부 테스트 방법에 따라 달라진다. 지금까지 제안된 두가지 테스트 방법, 즉 MSE 테스트 방법[2]과 웨이트 테스트 방법[5], 각각에 대하여 시스템 확률을 구해보자.

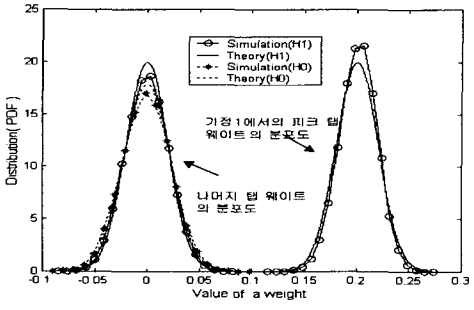

그림 2 가정1과 가정0에서의 탭 웨이트의 분포도 (SNR=-3dB, 스텝 크기=0.001, H1:가정1, H0:가정0)

i) MSE(Mean Squared Error) 테스트 방법

MSE 테스트의 경우, 식(3)-(5)를 [2]의 결과에 대입하여 시스템 확률을 구할수 있다. 검출 확률은 다음과 같다.

$$P_D = \sum_{k=B}^{A} \binom{A}{k} P_C P_{S1}^k (1-P_{S1})^{A-k} \quad (7)$$

여기서 A,B는 총 테스트 횟수와 통과해야 하는 횟수, P_C는 가정 1에서 정확히 검출할 확률, P_{S1}은 MSE 테스트 방법에서의 테스트 변수인 윈도우 크기 구간 동안 평균된 제곱 에러가 주어진 임계치보다 작을 확률이다. P_C와 P_{S1}에 대한 결과는, [2]에서의 낮은 신호대 잡음비 가정의 수식 결과를 적용하고, 식(3)-(5)를 이용하면 구할 수 있다.

내부 오보 확률은 다음과 같다.

$$P_{Fi} = \sum_{k=B}^{A} \binom{A}{k} (1-P_C) P_{S1}^k (1-P_{S1})^{A-k} \quad (8)$$

외부 오보 확률 또한 내부 오보 확률과 유사하게 분석할 수 있는데, 다음과 같다.

$$P_{Fo} = \sum_{k=B}^{A} \binom{A}{k} P_{S0}^k (1-P_{S0})^{A-k} \quad (9)$$

여기서 P_{S0}는 가정0에서 테스트 변수가 임계치보다 작을 확률이다.

ii) 웨이트 테스트 방법

웨이트 테스트 방법을 적용했을때의 검출확률은 피크 웨이트가 테스트 임계치보다 크고 나머지 탭 웨이트들이 모두 그것보다 작을 확률로서, 다음과 같다.

$$P_D = \int_{\eta_w}^{\infty} \left\{1-Q\left(\frac{w_p}{\sigma_{w1}}\right)\right\}^{M-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{w1}} \exp\left(-\frac{(w_p-m_w)^2}{2\sigma_{w1}^2}\right) dw_p \quad (10)$$

윗식에서 η_w는 최대 웨이트와 비교되는 임계치이다. 내부 오보 확률은 검출 확률과 누락 확률(missing probability)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{Fi} = 1-P_D-P_M \quad (11)$$

여기서 P_D는 식(9)와 같고, P_M은 다음과 같다.

$$P_M = \left\{1-Q\left(\frac{\eta_w}{\sigma_{w1}}\right)\right\}^{M-1} \left\{1-Q\left(\frac{\eta_w-m_w}{\sigma_{w1}}\right)\right\} \quad (12)$$

외부 오보 확률은 가정 0에서의 통과 확률(passing probability)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{Fo} = 1-\left\{Q\left(\frac{\eta_w}{\sigma_{w0}}\right)\right\}^{M} \quad (13)$$

Ⅳ. 모의 실험 결과 및 분석

앞 장에서 유도된 수식들을 이용하여, 스텝 크기와 임계치의 설정에 따른 시스템 확률의 변화를 살펴보자. 두가지 파라미터의 변화에 따른 검출 확률의 변화가 <그림 3>,<그림 4>에 나타나 있다. 각각의 그림은 MSE 테스트를 적용했을때와 웨이트 테스트를 적용했을 때의 결과이다. 그림에서 공통적으로 테스트 조건이 약해짐(MSE 테스트에서 임계치의 증가, 웨이트 테스트에서 임계치의 감소)에 따라 가정1 상태를 놓치는 경우가 줄어들어서 검출 확률이 증가한다. 스텝 크기의 변화에 의한 경향은 기본적으로 스텝 크기가 줄어들면 검출 확률이 줄어드는데, 웨이트 테스트의 경우는 특이하게 임계치의 설정에 의존한다. 가정1에서 임계치가 최대 웨이트값의 평균보다 작은 경우에는 스텝크기의 증가에 따라 검출 확률이 줄어들고, 임계치가 그 값보다 큰 경우에는 반대의 현상이 나타난다. 이것은 [5]에서와 동일한 현상으로서 같은 이유로 해석 가능하다.

<그림 5>와 <그림 6>은 각각의 테스트 방법에 대한 내부 오보 확률 곡선이다. MSE 테스트의 경우 스텝 크기의 증가에 따라 오보 확률이 커지다가 다시 작아지는 현상이 발생하는데, 이것은 임계치가 작아지면서 심해진다. 웨이트 테스트의 경우는 스텝 크기의 증가에 따라 오보 확률이 급격히 커지다가 점점 일정한 값으로 수렴해 나가는 특성을 갖는다. 두 경우 모두 테스트 조건이 약해질수록 내부 오보 확률은 증가하는 경향을 보인다. 외부 오보 확률 곡선은 본 논문에 나타내지는 않았지만, 웨이트 테스트의 내부 오보 확률과 비슷한 모양을 갖는다. 외부 오보 확률 역시 테스트 조건이 약해지면 값이 증가한다.

그림에서 알 수 있듯이, 스텝 크기와 임계치의 값에 따라 시스템 확률이 크게 변한다. 따라서 두가지 값은 성능을 좌우하는 중요한 요소이고, 최적화 되어야 한다.

AWGN 환경에서 실험적으로 최소 동기 획득 시간을 갖도록 최적화된 결과가 <그림 7>에 나타나 있다. 제곱 방식을 사용하는 비동기식 정합 여파기 코드 동기 시스템 역시 파라미터를 최적화하여 결과를 비교하였다. 페널티 시간은 10^5칩으로 설정하고, 127 칩 주기의 PN 코드를 사용하였으며, 정합 여파기에서 동기 검사 모드의 파라미터는 [6]에서 제시한 값을 사용하였다. 그림을 보면 MSE 테스트가 정합필터 시스템보다 1-2dB, 웨이트 테스트가 3-5dB 정도의 성능 향상을 보임을 알 수 있다.

Ⅴ. 결론

본 논문에서는 DS/SS 시스템에서의 빠른 동기 획득을 위해, 기존의 적응형 동기 획득 시스템의 단점을 보완하고 비동기식으로 동작할 수 있는 차등 검파 기법을 이용한 적응형 코드 위상 검출 방법을 제안하였다.

성능의 검증을 위해 AWGN 환경에서 모의실험한 결과 기존의 정합 여파기 시스템에 비해, MSE 테스트 방식의 경우 1-2dB, 웨이트 테스트 방식의 경우 3-5dB의 성능 향상을 얻을 수 있었다.

결과적으로 차등 검파 기법을 이용한 적응형 코드 위상 검출 시스템은 비동기 방식으로 안정적으로 동작하고 좋은 성능을 보인다. 또한 동기 추적단도 동일한 구조로 사용 가능한 하드웨어적인 단순화를 고려한다면 제안된 시스템은 앞으로의 활용성이 기대되는 효율적인 동기 시스템이라 할 수 있다.

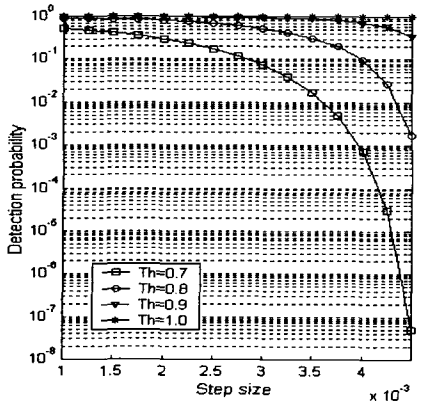

그림 3 MSE 테스트 방법을 적용했을때의
스텝크기와 임계치에 따른 검파 확률
(SNR=-3dB, Th:임계치)

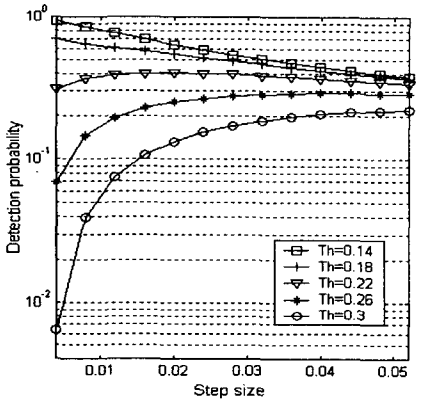

그림 4 웨이트 테스트 방법을 적용했을때의
스텝크기와 임계치에 따른 검출 확률
(SNR=-3dB, Th:임계치)

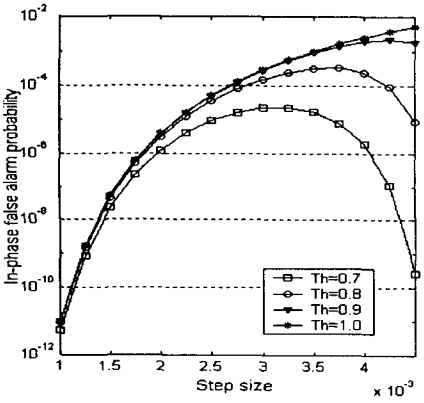

그림 5 MSE 테스트 방법을 적용했을때의
스텝크기와 임계치에 따른 내부 오보 확률
(SNR=-3dB, Th:임계치)

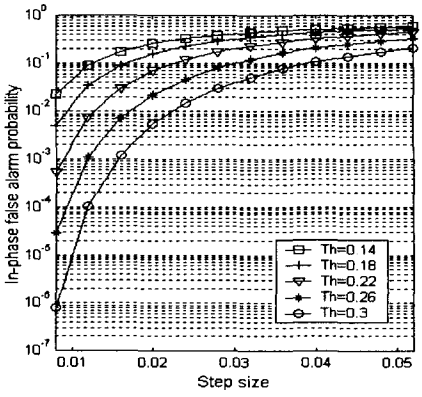

그림 6 웨이트 테스트 방법을 적용했을때의
스텝크기와 임계치에 따른 내부 오보 확률
(SNR=-3dB, Th:임계치)

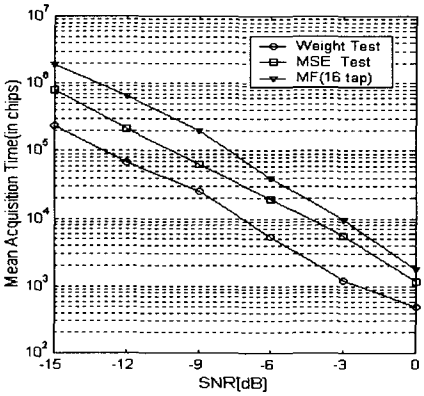

그림 7 제안된 시스템과 정합 여파기 시스템의
AWGN 채널에서의 평균 동기 획득 시간 비교
(탭수=16, $T_P = 10^5$, MF:정합 여파기)

참고 문헌

[1] 강법주, 박형래, 손정영, 강창언 "IS-95 역방향 링크에서 단일 적분 및 이중 적분 검색방식의 성능 분석", 한국 통신학회 논문지 제 21권 2호, pp. 383-393, 1996.2.

[2] M. G. El-Tarhuni and A. U. Sheikh, "Adaptive synchronization for spread spectrum systems," IEEE 46th Vehic. Tech. Conf., Atlanta, USA, pp. 170-174, April, 1996

[3] Char-Dir Chung, "Differentially coherent detection technique for Direct-Sequence code acquisition in a rayleigh fading mobile channel" IEEE Transactions on Communications, vol. 43, No, 2/3/4, 1995

[4] Neil J. Bershad and Lian Zuo Qu, "On the probability density function of the LMS adaptive filter weights," IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal processing. vol.37. No. 1, 1989.

[5] 류탁기, 권중형, 강창언, 홍대식 " 적응형 코드 동기 획득 시스템에서의 수렴 여부 테스트 알고리즘 개선", 한국 통신학회 하계종합학술발표회 논문집 1033-1036, 2000.7.

[6] E. Sourour and S. Gupta, "Direct sequence spread spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," 39th IEEE Vehic. Tech. Conf., San Francisco, California, pp. 774-779, May 1989