

Sequential Code Acquisition with Approximated ML Ratios

Hyoungmoon Kwon[†], Jumi Lee[†], Seokho Yoon^{*}, Sun Yong Kim^{**}, and Ickho Song[†]

[†] Department of Electrical Engineering and Computer Science
Korea Advanced Institute of Science and Technology

^{*} School of Information and Communication Engineering
Sungkyunkwan University

^{**} Department of Electronics Engineering
Konkuk University

요약

이 논문에서는 순차 방법을 쓰는 비동위상 부호획득 문제를 다루었다. 일반적으로 최대 비슷함 추정을 쓰는 부호획득 방법은 계산이 매우 복잡하므로, 어렵셈을 바탕으로 간단한 부호획득 방법들을 제안하고, 그 성능을 분석하였다. 이제까지의 부호획득 방법을 쓸 때와 간단하게 만든 부호획득 방법을 쓸 때의 성능을 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN) 채널과 느리게 바뀌는 감쇄 채널에서 견주어 보았다. 모의실험 결과, 제안한 방법들은 이제까지의 방법들보다 일개가 간단하면서도 성능은 비슷하다는 것을 알 수 있었다.

1. 머리말

여러 해 동안 많은 사람들이 의사잡음 부호획득을 연구해 왔다 [1]-[5]. 특히, 여러 부호획득 방법들 가운데서도 순차 부호획득 방법을 쓸 때 성능이 가장 좋아질 수 있다는 것이 알려져 있다 [6]. 하지만, 순차 부호획득 방법은 설계와 분석이 어렵기 때문에 그다지 연구되지 않았다.

이제까지 순차 방법의 성능을 평가할 때에는 수치해석이나 컴퓨터 모의실험, 또는 어렵셈을 바탕으로 한 간략화 방법을 써 왔다 [1, 3, 4]. 구체적으로, [3]에서는 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음과 리일리 감쇄 채널에서 연속 적분기를 쓰는 동상/직교상 검파기를 바탕으로 비동위상 순차 부호획득을 할 때 성능이 어떤지 모의실험으로 살펴보았다. 그리고, [4]에서는 신호대잡음비가 (signal-to-noise ratio: SNR) 낮을 때 순차 확률비 검정 기법과 (sequential probability ratio test: SPRT) 성능이 비슷한 편향 제곱합 (biased square-sum) 검파기를 설계하여 성능을 분석하였다. 일반적으로 최대 비슷함 추정을 쓰는 순차 부호획득 방법들은 설계와 분석이 어려울 뿐만 아니라, 계산이 매우 복잡하여 실제로 구현하기에는 어려운 점이 있다 [4].

최대 비슷함 추정을 쓴 이제까지의 부호획득 방법들을 실시간으로 구현하기가 어렵다. 이에, 이 논문에서는 간단한 비동위상 순차 부호획득 방법들을 제안하고, 결정 처리기로 순차 확률비 검정 기법을 써서 그 성능을 견주어 본다. 순차 부호획득 방법에 대해 간단히 말한 뒤, 모의실험으로 제안한 방법들과 이제까지의 방법들의 평균 검사 길이를 얻어 서로 견주어 본다.

II. 시스템 모형

1 비동위상 상관기의 출력 통계량

그림 1은 부호획득 시스템의 블록 모형도이다. 송신 신호는 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음 채널과 느리게 바뀌는 감쇄 채널의 영향을 받는다. 부호를 획득하는 동안에는 변조된 데이터가 없다고 두면, 수신 신호 $w(t)$ 는 아래와 같다.

$$w(t) = A_0 \psi(c(t + i\Delta T_c)) \cos(\omega_0 t + \theta) + n(t). \quad (1)$$

식 (1)에서, A_0 은 신호 크기, ψ 는 감쇄 확률변수, $c(t)$ 는 의사잡

음 신호, 정수 i 는 초기 위상 수, ΔT_c 는 시간을 나타내는 진행 단계의 크기, T_c 는 칩 너비, ω_0 은 반송파 각주파수, θ 는 $[0, 2\pi)$ 에서 고르게 퍼져있는 확률 위상, 그리고 $n(t)$ 는 한쪽 전력밀도 함수가 N_0 인 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음이다.

감쇄 확률변수 ψ 의 확률밀도함수는 아래와 같이 라이시안 확률밀도함수라 둔다 [7].

$$f_\psi(\psi) = 2\psi(1+r)e^{-\psi^2(1+r)} I_0(2\psi\sqrt{r(1+r)}), \quad \psi \geq 0. \quad (2)$$

여기서, $r = s^2/(2\sigma^2)$ 은 바로 들어오는 성분의 전력과 (s^2) 흩어져 들어오는 성분의 전력의 ($2\sigma^2$) 비율이고 $s^2 + 2\sigma^2 = 1$ 을 만족시키며, $I_0(x)$ 는 1종 0차 고친 베셀 함수이다.

먼저, 수신 신호 $w(t)$ 의 주파수를 낮춰 바탕대역 동상 성분과 직교상 성분을 얻는다. 그런 뒤, 정합 여파기에서는 nT_c 초 동안 수신기에서 만든 의사잡음 부호수열과 바탕대역 동상/직교상 성분들을 상관짓는다. 이제 두 정합 여파기 상관기들의 출력을 제곱하고 더하여 정합 여파 수신기의 검정 통계량 Y_n 을 얻는다. 결정 처리기는 Y_n 을 바탕으로 수신기에서 만든 의사잡음 신호와 들어오는 의사잡음 신호가 정렬되었는지를 검사한다. 대략 정렬되었다면 동기화 과정은 부호 추적 과정으로 바뀌고, 그렇지 않으면, 국소 의사잡음 발생기의 위상을 ΔT_c 만큼 앞당긴 뒤 획득과정을 되풀이한다.

수신기에서 만든 의사잡음 신호의 위상을 $(j + \gamma)\Delta T_c$ 라 두자. 여기서, j 는 정수이고 $\gamma \in (-1/2, 1/2]$ 는 나머지 부호 위상 차이이다. 이제, 주파수가 두 배인 부분을 무시하면, 비동위상 상관기의 동상과 직교상 가지들의 출력은 각각

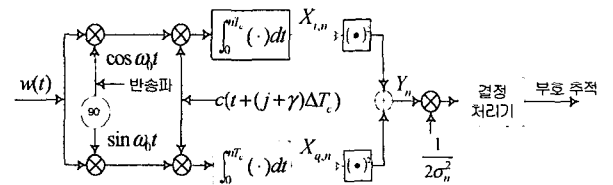


그림 1. 비동위상 상관 수신기의 블록 모형도.