論文 98-23-4-13

DS/CDMA 시스템에서 하이브리드 동기 획득의 성능 분석

正會員 강 법 주*, 강 창 언**

Performance Evaluation of Hybrid Acquisition in CDMA Systems

Bub-Joo Kang*, Chang-Eon Kang** *Regular Members*

요 약

본 논문은 코드분할다중접속 순방향 링크에서 파일롯 신호가 존재하는 경우 하이브리드 동기 획득에 대한 성능을 평가한다. 하이브리드 동기 획득 방식은 병렬 및 직렬 동기 획득 방식의 결합된 형태이다. 제안된 동기 획득 방식의 성능 평가는 평균 동기 획득 시간에 의해 이루어지는데 평균 동기 획득 시간은 두 가지 유형(유형 1, 2)을 고려하여 유도하였다. 여기서 유형 1은 정확한 코드 위상 오프셋들이 하나의 부분 탐색 구간에 모두 포함되어 있는 경우이고 유형 2는 정확한 코드 위상 오프셋들이 두개의 부분 탐색 구간에 분포되어 있는 경우이다. 또한 신호 검출, 오경보, 그리고 miss 확률들은 다경로 페이딩과 다수의 정확한 코드 위상 오프셋이 존재하는 상황을 고려하여 유도하였다. 수치해석 결과는 탐색 및 확인 모드에서의 후치 검출 적분 길이, 부분 탐색 구간 크기, 그리고 동기 획득 시간에 따른 I/Q 넌코히런트 상관기의 수 등의 시스템 설계 파라미터에 대한 하이브리드 동기 획득 성능을 분석하고, 하이브리드 및 병렬 동기 획득에 동일한 하드웨어를 적용했을 경우에 대하여 동기 획득 시간의 관점에서 두 가지의 동기 획득 시스템의 성능을 비교하였다.

ABSTRACT

This paper considers the evaluation of the hybrid acquisition performance for the pilot signal in the direct sequence code division multiple access(DS/CDMA) forward link. The hybrid acquisition is introduced by the combination of two schemes, the parallel and serial acquisitions. The mean acquisition time of the proposed scheme is derived to consider both the best case(the correct code-phase offsets are included in one subset) and the worst case(the correct code-phase offsets exist at the boundary of two subsets), which are caused by the distribution of the correct code-phase offsets in the subset. Expressions for the detection, false alarm, and miss probabilities are derived for the cases of multiple correct code-phase offsets and multipath Rayleigh fading channel. Numerical results present the hybrid acquisition performance with respect to design parameters such as postdetection integration length in the search and

*한국전자통신연구원 시스템기술연구실
**연세대학교 전자공학과
論文番號:96218-0723
接受日字:1996年 7月 23日

verification modes, subset size, and number of I/Q noncoherent correlators, and compare the hybrid acquisition with the parallel acquisition in terms of the minimum mean acquisition time under the same hardware complexity.

Ⅰ. 서 론

셀룰러 이동통신 서비스는 지난 80년대 초에 셀룰러 방식의 서비스가 제공된 이래 이동성, 신속성, 광역성, 편의성 등의 장점 때문에 이의 수요는 시스템 용량을 초과할 정도로 급성장을 보이고 있다. 급증하는 이동통신 가입자를 수용하기 위해 주파수 이용 효율이 높은 코드분할다중접속이 디지털 셀룰러, 혹은 개인통신 시스템에의 적용이 실행되고 있다. 주파수 분할다중접속 (FDMA)과 시분할다중접속 (TDMA)은 시스템 용량이 기본적으로 대역폭에 의해 제한되는 반면, 코드분할다중접속 (CDMA)은 간섭에 의해 시스템 용량이 제한되므로 간섭 제거를 통해 용량을 증가시킬 수 있다. 또한 코드분할다중접속은 다경로 페이딩에 강인하고 가입자들이 서로 다른 PN (pseudo-noise) 코드를 사용함으로써 통화 내용이 누설되지 않는 장점을 가지고 있다[1]. 그런데 코드분할다중접속은 한 PN 칩 주기의 한 부분(fraction) 이내로 수신 신호와 수신기의 PN 시퀀스와의 동기가 이루어져야 제대로 성능을 보여줄 수 있다. 전형적으로 동기 과정은 두 단계에 의해서 이루어지는데, 하나는 한 PN 칩 이내로 타이밍 동기를 맞추는 동기 획득(code acquisition) 과정과 다른 하나는 한 PN 칩의 한 부분(fraction) 이내로 미세 동기(fine alignment)를 유지하는 동기 추적(code tracking) 과정이다[2, 3].

차세대 이동통신 시스템인 IMT-2000인 경우, 순방향 링크와 역방향 링크에 동기 복조를 위하여 파일롯 신호를 전송한다. 그런데 순방향 링크에서는 초기에 동기 획득을 위하여 파일롯 신호를 이용하지만, 역방향 링크에서는 파일롯 신호을 이용하여 초기에 동기 획득을 수행하는 것이 아니라 액세스 채널 프리앰블을 이용하여 초기에 동기 획득을 수행한다[4]. 이의 이유는 순방향 링크의 파일롯 신호는 호출(paging), 동기(sync), 가입자 통화 신호(user traffic signal)들보다 상대적으로 높은 전력 레벨로 송신되는 반면 역방향 링크의 파일롯 신호는 간섭을 작게 하기 위하여 가입자 통화 신호보다 4~6 dB 정도 낮은 전력으로 전송되기 때문에 빠른 동기 획득이 요구되는 역방향 링크에서는 낮은 전력 레벨을 갖는 파일롯 신호를 이용한 동기 획득은 부적합하다. 따라서 역방향 링크에서 빠른 동기 획득을 위해 액세스 채널 프리앰블을 이용한다[4]. 본 논문에서는 기지국에서 각 가입자마다 파일롯 신호가 있는 경우가 아니라 공통의 파일롯 신호가 있는 경우에서 초기 동기 획득에 대한 성능을 해석하고 있다. 실제로 기지국에서 전체 송신 전력의 10 내지 20 퍼센트를 파일롯 신호가 차지하는데, 이의 이유는 순방향 링크에서 이동국의 동기 획득 뿐만 아니라 코히런트 복조하기 위해 캐리어 위상 및 코드 위상 등의 추정에 파일롯 신호가 이용되기 때문이다. 따라서 파일롯 신호는 데이터 신호에 의해 변조되지 않고 제로 Walsh 함수를 이용하며 직교성을 갖고 주기가 짧은 PN 코드들의 쌍으로 구성되어 있다. 이 신호는 순방향 링크의 호출(paging), 동기(sync), 가입자 통화 신호(user traffic signal)들보다 상대적으로 높은 전력 레벨로 송신된다. 일반적으로 순방향 링크에서의 이동국의 초기 동기는 기지국의 코드 위상 오프셋에 대하여 사전의 정보없이 파일롯 PN 코드의 전체 주기를 탐색함으로써 동기 획득 과정을 수행한다[6].

본 논문에서는 코드 위상을 시험하기 위해 수행되는 적분 방법으로 다이버시티 이득을 얻기 위하여 후치검출 적분(postdetection integration) 방법을 이용하였다. 참고 문헌 [5]를 살펴보면 Rayleigh 페이딩 채널에서 후치 검출 적분 길이가 1이고 E_s/I_0가 10 dB인 경우와 후치 검출 적분 길이가 2이고 E_s/I_0가 5 dB인 경우의 수신기 동작 특성(receiver operating characteristics)이 거의 동일하다. 여기서 후치 검출 적분 길이가 2이고 E_s/I_0가 5 dB인 경우는 후치 검출 적분 길이가 1이고 E_s/I_0가 8 dB인 경우와 동일한 조건이다. 따라서 후치 검출 적분 방법을 이용함으로써 2 dB의 다이버시티 이득을 획득할 수 있다. 그런데 후치 검출 적분 방법에서 다이버시티 이득을 얻기 위하여 Rayleigh 페이딩 특성은 코히런트 적분 길이 내에 수신 신호의 진폭 및 위상이 일정하고 연속되는 I/Q 넌코히런트 상관기의 출력은 서로 독립적이다.

또한 본 논문에서는 순방향 링크의 동기 획득을 실현함에 있어 N개의 I/Q 넌코히런트 상관기들을 이용한 동기 획득 기술을 소개하였다. 초기 동기 획득 기술은 처음으로 제시된 것으로는 직렬 동기 획득 방식이다[7, 8]. 일반적으로 직렬 동기 획득은 한 개의 상관기 혹은 한 개의 정합 여파기에 의해 수행되므로 하이브리드 동기 획득 방식이나 병렬 동기 획득 방식보다 하드웨어는 간단하지만 동기 획득 시간이 길다. 그런데 정합 여파기(matched filter)를 이용한 직렬 동기 획득은 고속의 동기 획득을 실현할 수 있지만 하드웨어 설계가 복잡하고 전력 소모가 크며 탐색기 ASIC(application specific integrated circuit)의 크기가 커지는 단점을 보여준다. 이런 이유로 인하여 다수의 능동 상관기(active correlators)들을 이용한 방식들, 즉 병렬 동기 획득(parallel acquisition)과 하이브리드 동기 획득 방식(hybrid acquisition)이 코드분할다원접속의 동기 획득 시스템에 응용되고 있다[9-11]. 하이브리드 동기 획득 방식은 직렬 동기 획득과 병렬 동기 획득 등의 두 가지 방식이 결합된 형태로 실현된다. 이의 동기 획득 알고리즘을 간단하게 설명하면 다음과 같다. 파일롯 PN 코드의 주기인 전체 탐색 구간(uncertainty region)을 여러 개의 부분 탐색 구간(subset)들로 나눈다. 각 부분 탐색 구간마다 이중적분 병렬 동기 획득(double-dwell parallel acquisition)이 수행된다. 여기서 직렬 동기 획득은 이중적분 병렬 동기 획득이 부분 탐색 구간마다 동기 획득이 선언될 때까지 진행되는 것이다. 데이터 신호가 존재하는 상태의 하이브리드 동기 획득은 참고문헌 [12, 13]에서 언급하고 있는데 이들의 참고문헌에서는 동기 획득 성능이 후치검출 적분 방법(postdetection integration technique)에 의해 영향을 받고 있음에 대해 설명하였다. 그런데 본 논문에서는 순방향 링크의 파일롯 신호에 대하여 하이브리드 동기 획득 방식을 적용하였을 경우 탐색 모드 및 확인 모드의 후치검출 적분 길이와 부분 탐색 구간 크기 등의 디자인 파라미터을 제시하고 있다. 또한 I/Q 넌코히런트 상관기들의 수에 따른 최소 평균 동기 획득 시간을 제시하고, 각각의 동기 획득 방식에 동일한 하드웨어가 적용되었을 경우 동기 획득 시간의 관점에서 병렬 동기 획득 방식과 비교하였다.

Ⅱ. 하이브리드 동기 획득 시스템 모델

하이브리드 동기 획득 방식은 병렬 동기 획득과 직렬 동기 획득 등의 두개의 동기 획득 방식의 결합으로 이루어 진다. 또한 이 방식은 탐색 모드와 확인 모드를 갖는 이중적분 방식을 갖는다. 탐색 모드는 그림 1과 같으며 N개의 병렬 I/Q 넌코히런트 상관기(parallel I/Q noncoherent correlator)에 의해서 실현된다.

W와 Δ가 각각 파일롯 PN 코드의 전체 주기와 탐색 스텝 크기일 때, 순방향 링크의 전체 탐색 구간 V는 W/Δ로 주어진다. 제안된 동기 획득 알고리즘은 다음과 같은데, 우선 전체 탐색 구간을 $Q(=V/M)$개의 부분 탐색 구간(subset)들로 분할한다. 여기에서 M은 하나의 부분 탐색 구간 내에 있는 시험 셀(test cell)들의 수이다. 만약에 탐색 모드에서 병렬 동기 획득이 N개의 병렬 I/Q 넌코히런트 상관기에 의해서 실현된다

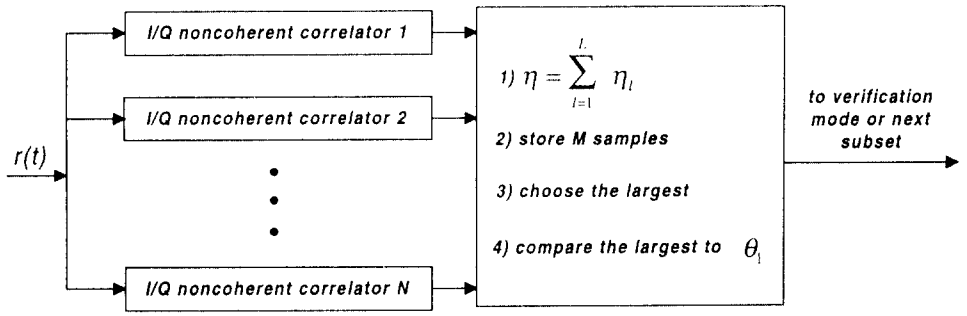

그림 1. 탐색 모드를 위한 N개의 병렬 I/Q 넌코히런트 상관기.
Fig. 1 N parallel I/Q noncoherent correltors for the search mode.

면 각 I/Q 넌코히런트 상관기에 할당된 시험 셀의 수는 $M/N(=D)$개 씩 할당된다.

그림 1에서 샘플(sample)을 시험 셀에 대한 I/Q 넌코히런트 상관기 출력의 합이라고 정의할 때 부분 탐색 구간 내에 있는 모든 코드 위상들에 일치하는 샘플들을 서로 비교한다. 만약에 M개의 샘플들 중에 가장 큰 샘플이 탐색 모드의 검출 임계치 θ_1을 초과하게 되면 동기 획득 과정은 확인 모드로 전환되고 그렇지 않으면 다음의 부분 탐색 구간에 대하여 탐색을 다시 시작한다.

확인 모드는 CD(coincidence detector) 형태로 구성되는데 k개의 샘플들 중 n개의 샘플들이 확인 모드의 검출 임계치 θ_2보다 크면 동기 획득을 선언하게 되고 그렇지않으면 다음의 부분 탐색 구간의 탐색 모드로 전환된다. 만약에 거짓 코드 위상(false code-phase)이 동기 추적 모드(code tracking mode)에 입력되면 동기 추적 모드에서 다음의 부분 탐색 구간의 탐색 모드로 되돌아오기 위한 궤환 시간(false alarm penalty time)이 요구된다.

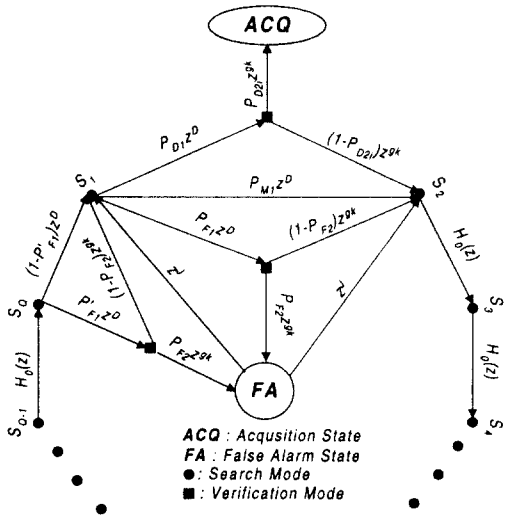

그림 2. 유형 1에 대한 하이브리드 동기 획득 방식의 상태 다이어그램.

Fig. 2 State diagram of the hybrid acquisition scheme for a type 1.

위에 서술한 하이브리드 동기 획득 시스템의 상태 다이어그램은 그림 2와 같다. 이 그림에서 g는 확인 모드의 후치 검출 적분 길이와 탐색 모드의 후치 검출 적분 길이의 비율이고 J는 오경보(false alarm)로 인하여 동기 추적 모드로부터 탐색 모드로의 궤환 시간에 대한 파라미터이다. 탐색 모드의 후치검출 적분 길이가 L일 때 동기 획득 시스템의 적분 구간(dwell time) τ_D는 LN_wT_c sec로 주어진다. 여기서 N_w는 코히런트 적분 길이(coherent integration length)와 일치하는 PN 칩들의 수이다. 한 PN 칩보다 작은 탐색 스텝 크기와 다경로 페이딩을 고려하여 탐색 구간 내에 I개의 H_1 셀들이 존재하고 M은 I보다 항상 크게 설정한다. 전체의 탐색 구간을 다수의 부분 탐색 구간(subset)으로 분류하면 한 부분 탐색 구간 내에 I개의 H_1 셀이 모두 포함될 수 있고 두개의 부분 탐색 구간에 분할되어 존재할 수도 있다. 그러므로 하이브리드 동기 획득 방식의 평균 동기 획득 시간을 유도하려면 위의 두 가지 유형을 고려해야 한다. 평균 동기 획득 시간을 유도하기 전에 H_1 셀을 포함하는 M개의 셀의 수집(collection)을 H_1 부분 탐색 구간(H_1 subset)이라 정의하고 M개의 H_0 셀들로 이루어진 부분 탐색 구간을 H_0 부분 탐색 구간(H_0 subset)이라고 정의한다. 또한 평균 동기 획득 시간을 유도하는데 사용되는 확률들은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$P_{D_{1i}}$ = 탐색 모드에서 H_{1i}(i차 H_1) 셀의 신호 검출 확률.

$P_{D_{2i}}$ = 확인 모드에서 H_{1i} 셀의 신호 검출 확률.

P_{D_1} = 유형 1에서 탐색 모드의 신호 검출 확률.

$P_{D_1}^{(n)}$ = 유형 2의 n차 H_1 부분 탐색 구간($n=1, 2$)에서 탐색 모드의 신호 검출 확률.

P_{M_1} = 유형 1에서 탐색 모드의 miss 확률.

$P_{M_1}^{(n)}$ = 유형 2의 n차 H_1 부분 탐색 구간($n=1, 2$)에서 탐색 모드의 miss 확률.

P_{F_1} = 유형 1에서 탐색 모드의 오경보 확률.

$P_{F_1}^{(n)}$ = 유형 2의 n차 H_1 부분 탐색 구간($n=1, 2$)에서 탐색 모드의 오경보 확률.

P_{F_1}' = 부분 탐색 구간에서 탐색 모드의 오경보 확률.

P_{F_2} = 확인 모드의 오경보 확률.

위에서 서술된 동기 획득 시스템의 알고리즘과 확률들을 이용하여 다음의 두 가지 유형(type)에 대한 평균 동기 획득 시간 $E[T_{ACQ}]$을 유도할 수 있다.

유형 1) I개의 H_1 셀들이 한 부분 탐색 구간에 모두 포함된 경우.

그림 2를 참조하여 그림 3의 $H_D(z)$, $H_M(z)$, 그리고 $H_0(z)$는 각각

$$H_D(z)=\sum_{i=1}^{I} P_{D_{1i}} P_{D_{2i}} z^{gk+D} \tag{1}$$

$$H_M(z)=P_{M_1} z^D+\sum_{i=1}^{I} P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}})\, z^{gk+D}$$

$$+P_{F_1}(1-P_{F_2})\, z^{gk+D}+P_{F_1} P_{F_2} z^{gk+D+J} \tag{2}$$

$$H_0(z)=(1-P_{F_1}')\, z^D+P_{F_1}'(1-P_{F_2})\, z^{gk+D}+P_{F_1}' P_{F_2} z^{gk+D+J} \tag{3}$$

으로 주어진다.

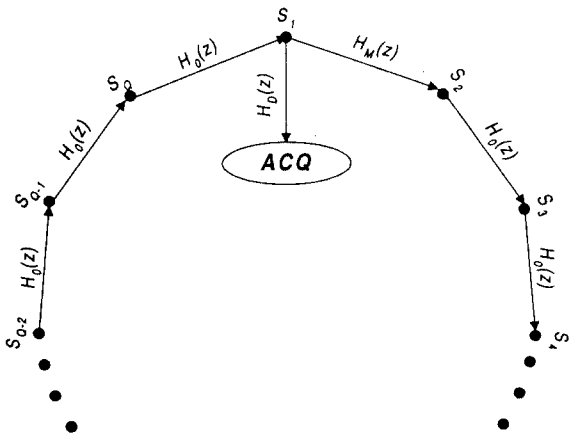

그림 3. 유형 1에 대한 간략화된 상태 다이어그램.
Fig. 3 Simplified state diagram for a type 1.

그림 3에서 동기 획득 상태(***ACQ*** state)로부터 시계 바늘 반대 방향으로(counter-clockwise) i개의 가지(branch) 만큼 떨어진 부분 탐색 구간에서 탐색이 시작된다고 가정하면 시작 부분 탐색 구간 (initial subset)에서 최종 부분 탐색 구간(correct destination subset)까지 경로(path)와 궤환 루프(feedback loop)는 각각 하나이므로 Mason 이득 공식을 이용하여 전달 함수는

$$U_i(z)=\frac{H_0^i(z)\, H_D(z)}{1-H_M(z)\, H_0^{Q-1}(z)} \tag{4}$$

으로 주어진다. 모든 부분 탐색 구간들에서 탐색이 시작될 확률은 동일하므로 모두 Q개의 시작 부분 탐색 구간들에 대하여 평균한 전달 함수는

$$U(z)=\frac{1}{Q}\sum_{i=0}^{Q-1} U_i(z)$$

$$=\frac{1}{Q}\,\frac{H_D(z)}{1-H_M(z)\, H_0^{Q-1}(z)}\sum_{i=0}^{Q-1} H_0^i(z) \tag{5}$$

으로 표현된다. 여기서 전달 함수 $U(z)$는 모멘트 생성 함수이므로 유형 1에 대한 평균 동기 획득 시간은

$$E[T_{ACQ}|Type\ 1]=\frac{d}{dz}\ln U(z)\Big|_{z=1}\tau_D$$

$$=\left[\frac{QH_D'(1)+\frac{1}{2}\,Q(Q-1)H_0'(1)H_D(1)}{QH_D(1)}+\frac{H_M'(1)+(Q-1)H_M(1)H_0'(1)}{1-H_M(1)}\right]\tau_D \tag{6}$$

으로 주어진다. 여기서

$$H_D(1)=\sum_{i=1}^{I} P_{D_{1i}} P_{D_{2i}}$$

$$H_D'(1)=(gk+D)\sum_{i=1}^{I} P_{D_{1i}} P_{D_{2i}}$$

$$H_M(1)=P_{M_1}+P_{F_1}+\sum_{i=1}^{I} P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}})$$

$$H_M'(1)=DP_{M_1}+(gk+D)\left[\sum_{i=1}^{I} P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}})+P_{F_1}(1-P_{F_2})\right]$$

$$+(gk+D+J)\,P_{F_1}P_{F_2}$$

$$H_0'(1)=D+gkP_{F_2}'+JP_{F_1}'P_{F_2}$$

으로 주어진다.

유형 2) I개의 H_1 셀들이 두개의 부분 탐색 구간에 분할되어 존재하는 경우.

이 유형은 탐색 구간에 존재하는 I개의 H_1 셀들 중에서 P개의 H_1 셀들이 부분 탐색 구간 S_1에 존재하고 $(I-P)$ 개의 H_1 셀들은 부분 탐색 구간 S_2에 존재한다고 가정한다.

그림 4를 참조하여 부분 탐색 구간 에서 시작한 경

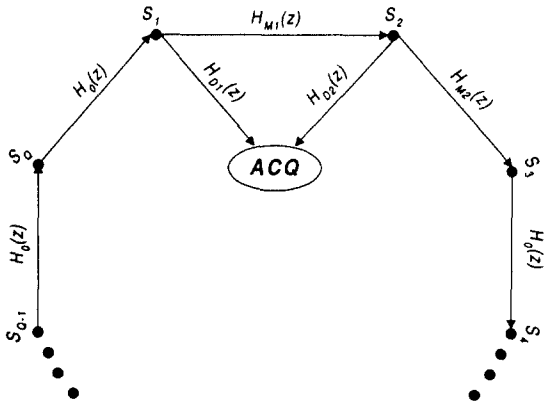

그림 4. 유형 2에 대한 간략화된 상태 다이어그램.
Fig. 4 Simplified state diagram for a type 2.

우에 대한 $H_{D_1}(z)$과 $H_{M_1}(z)$은

$$H_{D_1}(z)=\sum_{i=1}^{P} P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}z^{gk+D}+H_{M_1}(z)\sum_{i=P+1}^{I} P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}z^{gk+D} \tag{7}$$

$$H_{M_1}(z)=P_{M_1}^{(1)}z^{D}+\sum_{i=1}^{P} P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}})z^{gk+D}$$
$$+P_{F_1}^{(1)}(1-P_{F_2})z^{gk+D}+P_{F_1}^{(1)}P_{F_2}z^{gk+D+J} \tag{8}$$

으로 주어진다. 또한 부분 탐색 구간 S_2에서 시작한 경우에 대한 $H_{D_2}(z)$과 $H_{M_2}(z)$은

$$H_{D_2}(z)=\sum_{i=P+1}^{I} P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}z^{gk+D}$$
$$+H_{M_2}(z)H_0^{Q-2}(z)\sum_{i=1}^{P} P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}z^{gk+D} \tag{9}$$

$$H_{M_2}(z)=P_{M_1}^{(2)}z^{D}+\sum_{i=P+1}^{I} P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}})z^{gk+D}$$
$$+P_{F_1}^{(2)}(1-P_{F_2})z^{gk+D}+P_{F_1}^{(2)}P_{F_2}z^{gk+D+J} \tag{10}$$

으로 표현된다.

그림 4에서 동기 획득 상태로부터 시계 바늘 반대 방향으로 i개의 가지(branch) 만큼 떨어지고 부분 탐색 구간 S_2를 제외한 부분 탐색 구간들에서 탐색이 시작된다고 가정할 경우 시작 부분 탐색 구간에서 최종 부분 탐색 구간까지 경로와 궤환 루프는 각각 하나이므로 Mason 이득 공식을 이용하여 전달 함수는

$$T_i(z)=\frac{H_0^i(z)H_{D_1}(z)}{1-H_{M_1}(z)H_{M_2}(z)H_0^{Q-2}(z)} \tag{11}$$

으로 주어진다.

부분 탐색 구간 S_2에서 탐색을 시작한 경우의 전달 함수는

$$T(z)=\frac{H_{D_2}(z)}{1-H_{M_1}(z)H_{M_2}(z)H_0^{Q-2}(z)} \tag{12}$$

으로 주어진다. 식 (11)과 식 (12)에서 모든 부분 탐색 구간들에서 탐색이 시작될 확률은 동일하므로 모든 Q개의 시작 부분 탐색 구간들에 대하여 평균한 전달 함수는

$$U(z)=\frac{1}{Q}\left[\sum_{i=0}^{Q-2}T_i(z)+T(z)\right]$$
$$=\frac{1}{Q}\,\frac{H_{D_1}(z)\sum_{i=0}^{Q-2}H_0^i(z)+H_{D_2}(z)}{1-H_{M_1}(z)H_{M_2}(z)H_0^{Q-2}(z)} \tag{13}$$

으로 표현되고 유형 2에 대한 평균 동기 획득 시간은

$$E[T_{ACQ}\,|\,Type\ 2_{(P)}]=\frac{d}{dz}\ln U(z)\Big|_{z=1}\tau_D$$
$$=\left[\frac{(Q-1)H_{D_1}(1)+\frac{1}{2}(Q-1)(Q-2)H_{D_1}(1)H_0(1)+H_{D_2}(1)}{(Q-1)H_{D_1}(1)+H_{D_2}(1)}+\right.$$
$$\left.\frac{H_{M_1}(1)H_{M_2}(1)+H_{M_1}(1)H_{M_2}(1)+(Q-2)H_{M_1}(1)H_{M_2}(1)H_0(1)}{1-H_{M_1}(1)H_{M_2}(1)}\right]\tau_D \tag{14}$$

으로 주어진다. 여기서

$$H_0'(1)=D+gkP_{F_1}'+JP_{F_1}'P_{F_2}$$

$$H_{D_1}(1)=\sum_{i=1}^{P}P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}+H_{M_1}(1)\sum_{i=P+1}^{I}P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}$$

$$H_{M_1}(1)=P_{M_1}^{(1)}+P_{F_1}^{(1)}+\sum_{i=1}^{P}P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}})$$

$$H_{D_1}'(1)=(gk+D)\sum_{i=1}^{P}P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}$$
$$+[H_{M_1}'(1)+(gk+D)H_{M_1}(1)]\sum_{i=P+1}^{I}P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}$$

$$H'_{M_1}(1) = DP^{(1)}_{M_1} + (gk+D)\sum_{i=1}^{P} P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}}) + (gk+D)P^{(1)}_{F_1}(1-P_{F_2}) + (gk+D+J)P^{(1)}_{F_1}P_{F_2}$$

$$H_{D_1}(1) = H_{M_1}(1)\sum_{i=1}^{P} P_{D_{1i}}P_{D_{2i}} + \sum_{i=P+1}^{I} P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}$$

$$H_{M_2}(1) = P^{(2)}_{M_1} + P^{(2)}_{F_1} + \sum_{i=P+1}^{I} P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}})$$

$$H'_{D_1}(1) = [H'_{M_2}(1) + (Q-2)H_{M_2}(1)H'_0(1) + (gk+D)H_{M_1}(1)]\sum_{i=1}^{P} P_{D_{1i}}P_{D_{2i}} + (gk+D)\sum_{i=P+1}^{I} P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}$$

$$H'_{M_2}(1) = DP^{(2)}_{M_1} + (gk+D)\left[\sum_{i=P+1}^{I} P_{D_{1i}}(1-P_{D_{2i}}) + P^{(2)}_{F_1}(1-P_{F_2})\right] + (gk+D+J)P^{(2)}_{F_1}P_{F_2}$$

으로 주어진다.

끝으로 M개의 시험 셀들의 분포(distribution)를 고려한 하이브리드 동기 획득 시스템의 평균 동기 획득 시간 $E[T_{ACQ}]$은

$$E[T_{ACQ}] = \frac{M-I+1}{M}E[T_{ACQ}|Type\ 1] + \frac{1}{M}\sum_{P=1}^{I-1} E[T_{ACQ}|Type\ 2_{(P)}] \quad (15)$$

으로 주어진다. 여기서 $E[T_{ACQ}|Type\ 1]$와 $E[T_{ACQ}|Type\ 2_{(P)}]$는 각각 식 (6)과 식 (14)에 의해 정의하였다.

Ⅲ. 신호 검출, 오경보, miss 확률

신호 검출(detection) 및 오경보(false alarm) 확률에 대한 유도를 용이하게 하기 위하여 다음과 같이 몇 가지를 가정하여 동기 획득 성능을 해석하고자 한다.

1) 모든 시험 셀들(test cells)은 서로 독립적이다.
2) 탐색 구간 내에는 I개의 H_1 셀들이 있다.
3) 모든 시험 셀들에서 탐색이 시작될 확률은 동일하다.
4) I/Q 넌코히런트 상관기의 연속되는 출력이 서로 독립적일 만큼 충분한 고속 Rayleigh 페이딩 채널에 대하여 해석한다.

Neyman-Pearson 조건에 따른 최적 판정 방법은 log-likelihood ratio test이나 신호 에너지 대 잡음 비가 낮은 상황에서 log-likelihood ratio test와 근사적으로 일치하는 판정 방법을 이용하고 있다. 이 경우 신호 판정 변수(decision variable) η는 I/Q 넌코히런트 상관기 출력들 Z_l, $l=1, 2, ..., L$의 합으로 주어지며 판정 방법은

$$\eta = \sum_{l=1}^{L} Z_l > \theta_1 \quad (16)$$

으로 표현된다. 상기의 식에서 θ_1은 탐색 모드의 검출 임계치로서 η가 θ_1보다 클 경우 신호가 검출된 것으로 선언하며 이때 시험 셀에 일치하는 PN 코드 생성기(PN code generator)의 코드 위상이 수신 신호의 코드 위상이 된다. 한편 η가 θ_1보다 작은 경우 PN 코드 생성기의 코드 위상이 수신 신호의 코드 위상과 한 개의 PN 칩 이상 벗어난 것으로 간주하며 이 경우 PN 코드 생성기의 코드 위상을 ΔPN 칩만큼 지연시켜 시험 (hypothesis test)을 다시 시작한다.

H_0 hypothesis인 경우의 $2\eta/V_N$은 자유도(degrees of freedom)가 $2L$인 χ^2-분포(chi-square distribution)를 가진다. 따라서 η의 확률 밀도 함수(probability density function)는 [5]

$$f_\eta(\eta|H_0) = \frac{1}{(L-1)!V_N^L}\eta^{L-1}e^{\frac{-\eta}{V_N}} \quad (17)$$

으로 주어진다. 여기서 L은 후치검출 적분 길이이다. $V_N = N_w I_0$인데, N_w는 코히런트 적분 길이이고 I_0는 배경 잡음(background noise), 다경로 간섭(multipath interference), 다중 접속 간섭(multiple access interference), 그리고 다른 셀 간섭(other-cell interference)에서 기인하는 간섭 전력 스펙트럴 밀도(interference power spectral density)이다. 그런데 참고문헌 [14]에서 보여 주고 있는 순방향 링크의 다른 셀 간섭에 대한 해석에 의하면, 주파수 비선택적 Rayleigh 페이딩 채널에서 다른 셀 간섭은 부가 가우시안 잡음으로 취급하고 있다. 따라서 본 논문은 다경로 간섭, 다중 접속 간섭, 그리고 다른 셀 간섭에서 기인하는 간섭을 부가 가우시안 잡음으로 취급하여 해석하고 있다.

H_1 hypothesis인 경우, 즉 PN 코드 생성기의 코드 위상이 수신 신호의 코드 위상과 한 개의 PN 칩 이내로 일치하는 경우($|\tau| \le T_c$), H_{1i}, $i=1, 2, ..., I$에 일치

하는 I/Q 넌코히런트 상관기 출력의 평균들 V_{F_i}, $i=1, 2, ..., I$은

$$V_{F_i}=N_w^2 E_c \sum_{j=1}^{N_p} E[\alpha_j^2] R^2(\lambda_{ij})+N_w I_0,\ i=1, 2, ..., I \quad (18)$$

으로 주어진다. 여기서 $R(\lambda_{ij})=\int |H(f)|^2 \cos(2\pi f \lambda_{ij}) df$, E_c는 파일롯 PN 칩 에너지이고 N_p와 α_j는 페이딩 채널의 다경로 성분 수와 j번째 경로의 이득이며 λ_{ij}는 H_{1i} 셀에 일치하는 PN 코드 생성기의 PN 시퀀스와 j번째 경로와의 타이밍 에러(timing error)이다. 식 (18)을 이용하여 H_1 hypothesis 경우의 η에 대한 확률 밀도 함수는

$$f_\eta(\eta|H_{1i})=\frac{1}{(L-1)!V_{F_i}^L}\ \eta^{L-1} e^{\frac{-\eta}{V_{F_i}}},\ i=1, 2, ..., I \quad (19)$$

으로 주어진다.

식 (17)과 식 (19)를 이용하여 하이브리드 동기 획득 방식의 탐색 모드 및 확인 모드에서의 신호 검출, 오보, miss 확률 등을 유도할 수 있다.

탐색 모드의 신호 검출 확률 $P_{D_{1i}}$은 H_{1i} 셀의 샘플이 $(M-1)$개의 다른 시험 셀의 샘플보다 크고 검출 임계치 θ_1보다도 클 확률이므로 탐색 모드에서의 신호 검출 확률 $P_{D_{1i}}$, $i=1, 2, ..., I$은

$$P_{D_{1i}}=\int_{\theta_1}^{\infty} f_\eta(\eta|H_{1i})\left[\int_0^\eta f_x(x|H_0)dx\right]^{(M-I)} \prod_{\substack{l=1\\ l\neq i}}^{I}\left[\int_0^\eta f_y(y|H_{1l})dy\right]d\eta,\quad i=1, 2, ..., I \quad (20)$$

으로 표현된다.

유형 1은 I개의 H_1 셀들이 한 H_1 부분 탐색 구간에 포함되어 있는 경우이므로 이 경우에 대한 탐색 모드의 신호 검출 확률 P_{D_1}은

$$P_{D_1}=\sum_{i=1}^{I}\int_{\theta_1}^{\infty}\frac{\eta^{L-1}e^{\frac{-\eta}{V_{F_i}}}}{(L-1)!V_{F_i}^L}\left[1-e^{\frac{-\eta}{V_N}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\eta}{V_N}\right)^n}{n!}\right]^{(M-I)} \prod_{\substack{l=1\\ l\neq i}}^{I}\left[1-e^{\frac{-\eta}{V_{F_i}}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\eta}{V_{F_i}}\right)^n}{n!}\right]d\eta \quad (21)$$

으로 주어진다. 한편 유형 2는 I개의 H_1 셀들이 어느 한 개의 부분 탐색 구간에 P개의 H_1 셀들이 존재하고 그 다음의 부분 탐색 구간에 $(I-P)$개의 H_1 셀들이 존재하는 경우이므로 유형 2에 대한 탐색 모드의 신호 검출 확률 $P_{D_1}^{(1)}$와 $P_{D_1}^{(2)}$는 각각

$$P_{D_1}^{(1)}=\sum_{i=1}^{P}\int_{\theta_1}^{\infty}\frac{\eta^{L-1}e^{\frac{-\eta}{V_{F_i}}}}{(L-1)!V_{F_i}^L}\left[1-e^{\frac{-\eta}{V_N}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\eta}{V_N}\right)^n}{n!}\right]^{(M-P)} \prod_{\substack{l=1\\ l\neq i}}^{P}\left[1-e^{\frac{-\eta}{V_{F_i}}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\eta}{V_{F_i}}\right)^n}{n!}\right]d\eta \quad (22)$$

$$P_{D_1}^{(2)}=\sum_{i=P+1}^{I}\int_{\theta_1}^{\infty}\frac{\eta^{L-1}e^{\frac{-\eta}{V_{F_i}}}}{(L-1)!V_{F_i}^L}\left[1-e^{\frac{-\eta}{V_N}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\eta}{V_N}\right)^n}{n!}\right]^{(M-I+P)} \prod_{\substack{l=P+1\\ l\neq i}}^{I}\left[1-e^{\frac{-\eta}{V_{F_i}}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\eta}{V_{F_i}}\right)^n}{n!}\right]d\eta \quad (23)$$

으로 주어진다.

탐색 모드의 miss 확률은 H_1 부분 탐색 구간에서 모든 M개의 시험 셀들에 일치하는 샘플들이 검출 임계치 θ_1보다 작을 확률이다. 그러므로 유형 1에 대한 탐색 모드의 miss 확률 P_{M_1}은

$$P_{M_1}=\left\{\prod_{i=1}^{I}\left[1-e^{\frac{-\theta_1}{V_{F_i}}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_1}{V_{F_i}}\right)^n}{n!}\right]\right\}\left[1-e^{\frac{-\theta_1}{V_N}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_1}{V_N}\right)^n}{n!}\right]^{(M-I)} \quad (24)$$

으로 표현된다. 그리고 유형 2에 대한 miss 확률 $P_{M_1}^{(1)}$와 $P_{M_1}^{(2)}$은 각각

$$P_{M_1}^{(1)}=\left\{\prod_{i=1}^{P}\left[1-e^{\frac{-\theta_1}{V_{F_i}}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_1}{V_{F_i}}\right)^n}{n!}\right]\right\}\left[1-e^{\frac{-\theta_1}{V_N}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_1}{V_N}\right)^n}{n!}\right]^{(M-P)} \quad (25)$$

$$P_{M_1}^{(2)}=\left\{\prod_{i=P+1}^{I}\left[1-e^{\frac{-\theta_1}{V_{F_i}}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_1}{V_{F_i}}\right)^n}{n!}\right]\right\}$$

$$\left[1-e^{\frac{-\theta_1}{V_N}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_1}{V_N}\right)^n}{n!}\right]^{(M-I+P)} \tag{26}$$

으로 주어진다.

유형 1에서 H_1 부분 탐색 구간에 대한 탐색 모드의 오보 확률 P_{F_1}은

$$P_{F_1}=1-P_{D_1}-P_{M_1} \tag{27}$$

으로 표현되고 유형 2에 대한 오보 확률들 $P_{F_1}^{(1)}$와 $P_{F_1}^{(2)}$은 각각

$$P_{F_1}^{(1)}=1-P_{D_1}^{(1)}-P_{M_1}^{(1)} \tag{28}$$

$$P_{F_1}^{(2)}=1-P_{D_1}^{(2)}-P_{M_1}^{(2)} \tag{29}$$

으로 표현된다.

H_0 부분 탐색 구간에 대한 탐색 모드의 오보 확률 $P_{F_1}^{'}$은

$$P_{F_1}^{'}=1-\left[1-e^{\frac{-\theta_1}{V_N}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_1}{V_N}\right)^n}{n!}\right]^M \tag{30}$$

으로 주어진다.

확인 모드에서의 신호 검출 및 오보 확률들은 다음과 같이 표현될 수 있다. CD(coincidence detector) 형태의 확인 모드에서의 H_{1i}, $i=1, 2, ..., I$에 일치하는 신호 검출 확률 $P_{D_{1i}}$, $i=1, 2, ..., I$은

$$P_{D_{1i}}=\sum_{m=n}^{k}\binom{k}{m}P_{1i}^m(1-P_{1i})^{k-m}, \quad i=1, 2, ..., I \tag{31}$$

으로 표현된다. 여기에서 P_{1i}는 H_{1i} 셀에 일치하는 후치검출 적분기의 출력이 확인 모드의 검출 임계치 θ_2을 초과할 확률이므로 P_{1i}, $i=1, 2, ..., I$는

$$P_{1i}=e^{\frac{-\theta_2}{V_{F_i}}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_2}{V_{F_i}}\right)^n}{n!}, \quad i=1, 2, ..., I \tag{32}$$

으로 표현된다.

또한 거짓 코드 위상(false code-phase)이 확인 모드를 통과할 확률 P_{F_2}는

$$P_{F_2}=\sum_{m=n}^{k}\binom{k}{m}P_2^m(1-P_2)^{k-m} \tag{33}$$

으로 표현된다. 여기서 P_2는 H_0 셀에 일치하는 후치 검출 적분기의 출력이 확인 모드의 검출 임계치 θ_2을 초과할 확률이므로 P_2는

$$P_2=e^{\frac{-\theta_2}{V_N}}\sum_{n=0}^{L-1}\frac{\left(\frac{\theta_2}{V_N}\right)^n}{n!} \tag{34}$$

으로 표현된다.

Ⅳ. 수치 해석 결과

동기 획득 성능은 대역 제한이고 Rayleigh 페이딩 채널에 대하여 해석되었는데, 고려된 페이딩 채널에서 다경로 세기 프로파일(discrete multipath intensity profile)의 평균 경로 전력들(average path powers) $E[\alpha_i^2]$, $i=1, 2, 3$은 각각 0.5562, 0.2493, 0.1945 등으로 주어진다. 하이브리드 동기 획득 방식의 성능을 평가함에 있어 다음의 파라미터들이 사용되었다.

1) 파일롯 PN 코드의 전체 길이 : $W=32768$ PN chips.
2) PN 칩의 주기 : $T_c=813.8$ ns.
3) 코히런트 적분 길이에 대한 PN 칩의 수 : $N_w=64$.
4) 탐색 스텝 크기 : $\Delta=1/2$.
5) 확인 모드의 파라미터 : $k=4$, $n=1$.
6) 오보로 인한 탐색 모드로의 궤환 시간 : $10^6 N_w T_c$ sec.

그림 5는 E_c/I_0와 M의 여러 값에서 탐색 모드의 후치 검출 적분 길이 L_s와 확인 모드의 후치검출 적분 길이 L_v에 대한 최소 평균 동기 획득 시간(minimum mean acquisition time)을 보여주고 있다. 그림 5에서 L_s와 L_v가 각각 1과 2로 주어질 때 평균 동기 획득 시간 측면에서 가장 좋은 성능을 보여준다. 최적 검출 임계치의 선택은 동기 획득 성능 측면에서 매우 중요하다. 본 논문에서 제안한 하이브리드 동기 획득은 확인 모드의 후치 검출 적분 길이에 대한 최소 평균 동기 획득 시간의 변화를 거의 보여 주지않지만 탐색 모드에서의 후치 검출 적분 길이의 증가에 대한 최소 평균 동기 획득 시간의 증가는 확연하게 보여주고 있다.

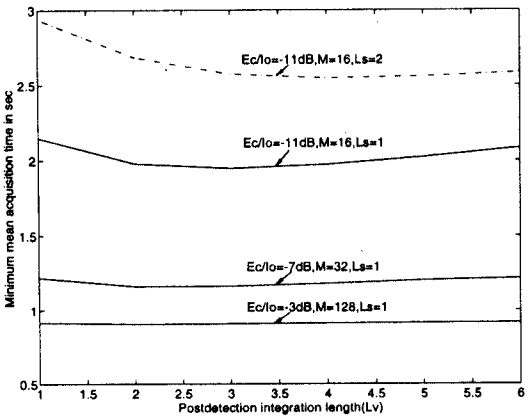

그림 5. E_c/I_0와 M의 여러 값에서 탐색 및 확인 모드의 후치 검출 적분 길이에 대한 효과.

Fig. 5 Effect of postdetection integration length in the search and verification modes for various values of E_c/I_0 and M.

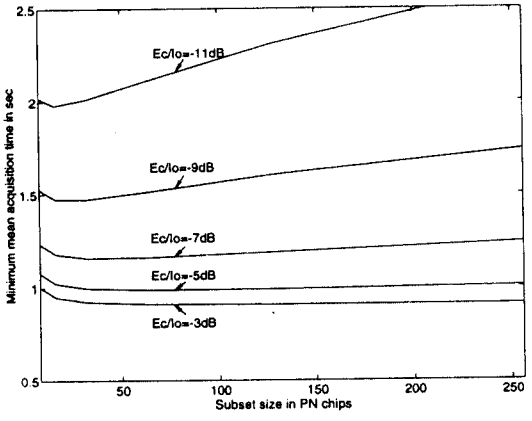

그림 6. E_c/I_0의 여러 값에서 부분 탐색 구간 크기 M에 대한 최소 평균 동기 획득 시간의 변화.

Fig. 6 Variation of minimum mean acquisition time with respect to subset size M in various values of E_c/I_0.

그림 6은 E_c/I_0의 여러 값에서 M에 대한 최소 평균 동기 획득 시간의 변화를 보여주고 있다. 이 그림을 살펴보면 높은 E_c/I_0에서 M의 변화에 따른 최소 평균 동기 획득 시간의 변화가 작은 것으로 나타나는 반면 낮은 E_c/I_0에서는 M의 변화에 따른 최소 평균 동기 획득

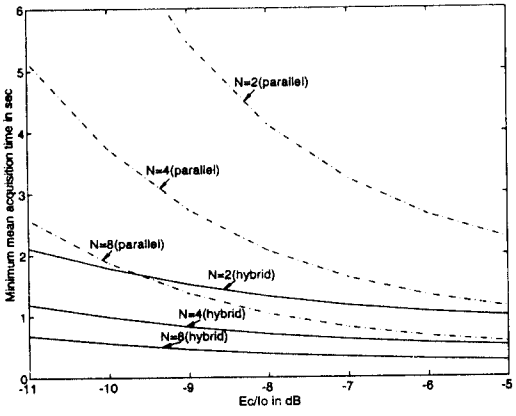

그림 7. I/Q 넌코히런트 상관기의 수 N에 따른 E_c/I_0대 최소 평균 동기 획득 시간($M=64$ PN 칩).

Fig. 7 Minimum mean acquisition time versus E_c/I_0 for the variation of the number of I/Q noncoherent correlators, N: $M=64$ PN chips.

시간의 민감성이 증가하고 있다. 따라서 낮은 E_c/I_0에서는 M의 값이 증가함에 따라 최소 동기 획득 시간이 증가하므로 M에 대한 최적의 크기 선택이 중요하다.

그림 7은 I/Q 넌코히런트 상관기의 수에 대한 하이브리드, 병렬 동기 획득의 최소 평균 동기 획득 시간을 보여주고 있다. 그런데 본 논문에서 N 병렬 I/Q 넌코히런트 상관기를 이용한 병렬 동기 획득 방식은 탐색 모드와 확인 모드를 갖는 이중적분 방식이다. 이와 같은 이중 적분 병렬 동기 획득 방식의 평균 동기 획득 시간은

$$E[T_{ACQ}]=\left[\frac{(V/N)+gk(P_{D_1}+P_{F_1})+JP_{F_1}P_{F_2}}{\sum_{i=1}^{I}P_{D_{1i}}P_{D_{2i}}}\right]\tau_D \qquad (35)$$

으로 표현된다.

우선 하이브리드 동기 획득과 병렬 동기 획득에 대하여 동일한 하드웨어 복잡도가 주어졌을 경우의 최소 평균 동기 획득 시간을 비교하면, $N=2$이고 $E_c/I_0=-9$ dB에서 병렬 동기 획득과 하이브리드 동기 획득의 동기 획득 시간은 각각 5.5초와 1.5초로 보여주고 있다. 따라서 동일한 하드웨어 복잡도에 의해 구현된 병렬 및 하이브리드 동기 획득 시스템의 동기 획득 시간은 병렬 동기 획득이 하이브리드 동기 획득 방식보

다 3배 정도 더 긴 값으로 보여 주고 있다. 또한 $E_c/I_0 = -9$ dB에서 2초 이하의 동기 획득 시간을 시스템이 요구한다면, 하이브리드 동기 획득 방식은 2개의 I/Q 넌코히런트 상관기를 요구하지만 병렬 동기 획득은 8개의 I/Q 넌코히런트 상관기를 요구한다. 따라서 순방향 링크처럼 전체 탐색 구간(uncertainty region)이 큰 경우 혹은 E_c/I_0가 낮은 경우에는 병렬 동기 획득보다 하이브리드 동기 획득이 효율적임을 알 수 있다. 즉 그리고 그림 7에서 I/Q 넌코히런트 상관기의 수에 따라 하이브리드 및 병렬 동기 획득의 평균 동기 획득 시간이 줄어 들고 있는데, 동기 획득 시간의 감소는 I/Q 넌코히런트 상관기의 수에 역으로 비례함을 보여주고 있다.

V. 결 론

본 논문은 다경로 페이딩과 다수의 H_1 셀이 분포하는 환경에서 파일롯 신호가 있는 경우의 하이브리드 동기 획득 방식의 성능을 평가하였다. 이의 성능 평가는 평균 동기 획득 시간에 의해 이루어졌는데 하이브리드 동기 획득 방식의 평균 동기 획득 시간은 두 가지 유형을 고려하여 유도하였다. 수치해석 결과로써 탐색 및 확인 모드에서의 후치 검출 적분 길이가 각각 1과 2일 때 E_c/I_0의 낮고 높음에 관계없이 가장 좋은 성능을 보여주었다. 또한 낮은 E_c/I_0에서 부분 탐색 구간의 크기 변화에 따른 동기 획득 시간의 민감성이 커지므로 낮은 E_c/I_0에서 부분 탐색 구간 크기의 선택은 아주 중요하다. 본 논문에서는 E_c/I_0의 여러 값에서 부분 탐색 구간 크기의 최적 값은 약 50 PN 칩으로 제시하였다. 또한 순방향 링크처럼 큰 전체 탐색 구간이나 혹은 낮은 E_c/I_0의 경우에 하이브리드 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식의 동기 획득 시간 비교에서, 두 가지의 동기 획득 방식에 동일한 하드웨어가 적용되었을 때 하이브리드 동기 획득이 병렬 동기 획득보다 우수한 성능을 보여주고 있다.

참 고 문 헌

1. K. S. Gilhousen et al., "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-40, pp. 303-312, May 1991.
2. A. Polydo ros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-part I:general theory," *IEEE Trans. Commun.*, vol. Com-32, pp. 542-549, May 1984.
3. A. Polydoros and 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, pp. 550-560, May 1984.
4. B. J. Kang, H. R. Park, C. E. Kang, and J. Y. Son, "Performance evaluation of parallel acquisition in cellular DS/CDMA reverse link", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-B, pp. 1301-1308, September 1996.
5. A. J. Viterbi, *CDMA principles of spread spectrum communication*, Addison-Wesley:New York, 1995.
6. *TIA/EIA IS-95 Interim standard*, TIA, July 1993.
7. J. K. Holmes, *Coherent Spread Spectrum Systems*, Wiley-Inter-science:New York, 1982.
8. M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt, Spread Spectrum Communications Handbook, McGraw-Hill, Inc.:New York, 1994.
9. L. B. Milstein, J. Gevargiz, P. K. Das, "Rapid acquisition for direct sequence spread-sprectrum communications using parallel SAW convolvers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. Com-33, pp. 593-600, July 1984.
10. E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct sequence spread spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. Com-38, pp. 992-998, July 1990.
11. E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct sequence spread spectrum parallel acquisition in nonselective and frequency-selective Rician a fading channels," *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. SAC-10, pp. 535-544, April 1992.
12. U. Cheng, "Performance of a class of parallel spread-spectrum code acquisition schemes in the presence of data modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. Com-36, pp. 596-604, May 1988.
13. Y. T. Su, "Rapid code acquisition algorithms employing PN matched filters," *IEEE Trans.*

Commun., vol. Com-36, pp. 724-733, June 1988.

14. L. B. Milstein, T. S. Rappaport, and R. Barghouti, "Performance evaluation for cellular CDMA", *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. SAC-10, pp. 680-689, May 1992.

강 법 주(Bub-Joo Kang) 정회원

1983년 : 경희대학교 전자공학과 공학사
1985년 : 연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
1996년 : 연세대학교 본대학원 전자공학과 공학박사
1988년~현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원
※주관심분야 : 변복조, 채널 부호화, 통신 신호 처리, CDMA, 디지털 이동통신 시스템

강 창 언(Chang Eon Kang) 정회원

1960년 : 연세대학교 전기공학과 공학사
1965년 : 연세대학교 본대학원 전기공학과 공학석사
1969년 : 미국 미시간 주립대학교 대학원 전기공학과 석사
1973년 : 미국 미시간 주립대학교 대학원 전기공학과 박사
1982년~현재 : 연세대학교 전자공학과 교수