

DS/CDMA 역방향 링크에서 시리얼 동기 획득 및 rake 수신기를 이용한 병렬 동기 획득의 성능 분석

正會員 康法周*, 朴亨來*, 林明燮*

Performance evaluation of serial and parallel acquisitions using a rake receiver
in DS/CDMA reverse link

Bub Joo Kang*, Hyung Rae Park*, Myung Seob Lim* Regular Members

要 約

DS/CDMA 역방향 링크(revers link)에서의 기지국 수신기의 동기 획득 시스템에 대해 평균 동기 획득 시간과 판정 임계치 변화에 따른 평균 동기 획득 시간의 민감성을 고려하여 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식의 성능을 분석하였다. 기지국 수신기는 탐색기와 $N-1$ 데이터 복조기들을 갖는 rake 수신 구조를 갖도록 구성하였다. 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식에 대하여 탐색 모드, 확인 모드, 그리고 거짓 코드 위상이 동기 추적 모드에 입력되었을때 동기 획득 과정의 탐색 모드로 전환하는 시간(penalty time)을 고려한 평균 동기 획득 시간을 유도하였다. 비선형적 Rayleigh 페이딩 채널에서 평균 동기 획득 시간이 산출되었고, E_b/I_0 및 후치 적분의 수 L 에 따른 최소 평균 동기 획득 시간을 제시하였다.

ABSTRACT

In this paper, the performance of the serial and parallel acquisitions in direct sequence code division multiple access(DS/CDMA) reverse link is evaluated over the mean acquisition time and its sensitivity to the decision threshold. The base station receiver is designed to have the structure of the rake receiver using a searcher and $N-1$ data demodulators. Both serial and parallel acquisition schemes employing the search and verification modes are designed. And, if a false code phase is handled in the tracking mode, their schemes are returned to the search mode after the penalty time. The mean acquisition times are calculated in frequency-nonselective Rayleigh fading channel, and the minimum mean acquisition times according to E_b/I_0 and the number of postdetection integrations L are evaluated.

* 한국전자통신연구소
論文番號 : 94306-1104
接受日字 : 1994年 11月 4日

I. 서 론

이동 통신 서비스는 지난 80년대 초에 셀룰러 방식의 서비스가 제공된 이래 이동성, 신속성, 광역성, 편의성 등의 장점때문에, 이의 수요는 시스템 용량을 초과할 정도로 급성장을 보이고 있다. 급증하는 이동 통신 가입자를 수용하기 위해 주파수 이용 효율이 높은 DS/CDMA(direct sequence code division multiple access) 시스템이 차세대 이동 통신 시스템으로 각광을 받고 있다⁽¹⁾. 왜냐하면, DS/CDMA 시스템은 서로 다른 코드를 사용하는 다수의 이동 통신 가입자가 동일한 대역에서 동시에 통신할 수 있는 시스템으로서 기존의 애널로그나 디지털 방식에 비해 채널 용량이 클 뿐 아니라 서로 다른 코드를 사용함으로써 통화 내용이 누설되지 않는 장점도 있기 때문이다⁽²⁾. 그런데, 이러한 DS/CDMA 시스템은 일반적인 대역 확산 시스템과 같이 확산된 신호를 수신기에서 역확산시키기 위해 송/수신기 사이에 정확한 동기가 필수적이다. DS/CDMA의 동기 시스템은 한칩이내로 동기를 맞추는 초기 동기 획득 과정과 정확하게 수신 위상에 동기를 맞추는 동기 추적 과정으로 나눌 수 있다⁽³⁾. 본 논문에서는 초기 동기 획득 과정에 대하여 다루는데, 하나의 H_1 hypothesis(correct code phase)에 대하여 확인 모드(verification mode)를 거쳐 신호의 검출 여부를 결정하는 것에 대해서만 분석하기로 한다.

동기 획득 방식은 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식으로 구분할 수 있다. 이중적분 방식에서, 시리얼 동기 획득 방식은 경보(alarm)가 발생할때마다 확인 모드를 거쳐 신호의 검출 여부를 결정하는 방식이고, 병렬 동기 획득 방식은 N 개의 PN-MF나 상관기들을 이용하여, 탐색기간(search window) 전체에 대하여 모든 셀(code phase)의 상관 결과를 기록하고, 기록된 전체 출력중에 최대 출력을 갖는 코드 위상에 대해 확인 모드를 거쳐 신호의 검출 여부를 결정하는 방식이다⁽⁴⁾⁽⁵⁾. 본 논문에서는 rake 수신기가 N 개의 I/Q 년코히런트 상관기들로 구성되었고, 데이터 복조기의 구조는 탐색기에 비해서 동기 추적을 위해 추가적으로 동기 추적 회로를 가지고 있다. 이렇게 설계된 rake 수신기를 이용하여, 시리얼 동기 획득 방식에서는 하나의 탐색기에 의해서 동기 획득이 이루어지는 반면, 병렬 동기 획득 방식에서는 탐색기와 $N-1$ 개의 데이터 복조기들을 이

용하여 초기 동기를 획득하고 있다.

본 논문에서는 일반적인 비선택적 Rayleigh 페이딩 채널에 대하여 신호 검출 및 오보 확률에 대한 이론적인 해석과 이의 해석을 근거로 하여 평균 동기 획득 시간(mean acquisition time)을 최소화하도록 판정 임계치(decision threshold)를 설정하였다. 그리고, 수신 E_s/I_0 와 후치 적분 수(No. of postdetection integrations)에 따른 최소 평균 동기 획득 시간(minimum mean acquisition time)을 제시하였다. 이의 결과는 셀 반경, E_s/I_0 , 후치 적분의 수 L , 탐색기의 수 N 에 따라 이루어졌고, 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식에 대한 평균 동기 획득 시간과 판정 임계치의 변화에 따른 평균 동기 획득 시간의 변화를 비교 분석하였다.

II. I/Q 년코히런트 상관기의 출력 특성

I/Q 년코히런트 상관기 출력의 통계적 특성은 I/Q PN 코드에 의한 펄스 성형, 신호 확산 및 역확산, 년코히런트 복조를 고려하여 출력의 통계적 특성을 해석한다. 송신기에서 k 번째 사용자의 데이터 및 I/Q PN 코드열은 다음과 같이 주어진다⁽⁶⁾.

$$\begin{aligned} x^{(k)}(t) &= \sum_r x_r^{(k)} u(t - rT_s) \\ a_I^{(k)}(t) &= \sum_n a_{I,n}^{(k)} \delta(t - nT_c) \\ a_Q^{(k)}(t) &= \sum_n a_{Q,n}^{(k)} \delta(t - nT_c) \end{aligned} \quad (1)$$

윗 식에서 $x_r^{(k)}(t)$ 는 k 번째 가입자의 데이터 신호이고, $a_I^{(k)}(t)$, $a_Q^{(k)}(t)$ 는 I, Q는 채널 PN 코드열을 나타내고, T_s 와 T_c 는 데이터와 PN칩의 주기를, $u(t)$ 와 $\delta(t)$ 는 구형 펄스와 Kronecker 델타 함수를 나타낸다. 따라서, k 번째 가입자의 송신 신호는

$$\begin{aligned} s^{(k)}(t) &= \sqrt{E_c^{(k)}} \cos \omega_c t \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(k)} a_{I,n}^{(k)} h(t - nT_c) \\ &+ \sqrt{E_c^{(k)}} \sin \omega_c t \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(k)} a_{Q,n}^{(k)} h(t - nT_c) \end{aligned} \quad (2)$$

로 주어지며 여기서, $h(t)$ 는 펄스 성형 필터의 임펄스 응답을 나타낸다. I, Q PN 코드에 의한 역확산과 정합 필터링 과정, 년코히런트 복조를 고려한 I/Q 년코히런트 상관기는 그림 1과 같다. 그림 1에서, 비선택적

Rayleigh 페이딩 채널에서의 다수 가입자로부터 수신된 신호는

$$r(t) = \sum_{i=1}^{N_u} \sqrt{E_c^{(i)}} \alpha_i [\cos(\omega_c t + \varphi_i) \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(i)} a_{I,n}^{(i)} h(t - nT_c) + \sin(\omega_c t + \varphi_i) \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(i)} a_{Q,n}^{(i)} h(t - nT_c)] + \sqrt{2} n_I(t) \cos \omega_c t - \sqrt{2} n_Q(t) \sin \omega_c t \quad (3)$$

로 주어진다. 여기서, N_u 는 총가입자수이고, α_i, φ_i 는 i 번째 가입자의 페이딩 신호에 대한 진폭 및 위상이다. 식(3)이 정합 필터를 통과하면, 가입자 k 에 대한 출력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$u_I(t) = \frac{1}{2} \sqrt{E_c^{(k)}} \alpha_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(k)} [\cos \varphi_k a_{I,n}^{(k)} + \sin \varphi_k a_{Q,n}^{(k)}] R(t - nT_c) + \frac{1}{2} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_u} \sqrt{E_c^{(i)}} \alpha_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(i)} [\cos \varphi_i a_{I,n}^{(i)} + \sin \varphi_i a_{Q,n}^{(i)}] R(t - nT_c) + \frac{1}{\sqrt{2}} n_I'(t)$$

$$u_Q(t) = \frac{1}{2} \sqrt{E_c^{(k)}} \alpha_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(k)} [-\sin \varphi_k a_{I,n}^{(k)} + \cos \varphi_k a_{Q,n}^{(k)}] R(t - nT_c) + \frac{1}{2} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_u} \sqrt{E_c^{(i)}} \alpha_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(i)} [-\sin \varphi_i a_{I,n}^{(i)} + \cos \varphi_i a_{Q,n}^{(i)}] R(t - nT_c) + \frac{1}{\sqrt{2}} n_Q'(t)$$

$$[\cos \varphi_i a_{Q,n}^{(i)} - \sin \varphi_i a_{I,n}^{(i)}] R(t - nT_c) + \frac{1}{\sqrt{2}} n_Q'(t) \quad (4)$$

여기서, $R(t) = h(t) \otimes h(-t) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cos 2\pi f t df$, $n_I'(t)$ 와 $n_Q'(t)$ 는 저역 통과된 Gaussian noise process이다. 저역 통과 필터의 출력을 샘플링하여 k 번째 가입자의 I, Q PN 코드열을 곱한 m 번째 출력 샘플은

$$y_I(mT_c) = u_I(mT_c) a_{I,m}^{(k)} + u_Q(mT_c) a_{Q,m}^{(k)}$$

$$y_Q(mT_c) = u_I(mT_c) a_{Q,m}^{(k)} - u_Q(mT_c) a_{I,m}^{(k)} \quad (5)$$

로 주어지고, $y_I(mT_c), y_Q(mT_c)$ 의 평균과 분산은 다음과 같다.

$$E[y_I(mT_c) | x_m^{(k)}] = E[y_Q(mT_c) | x_m^{(k)}] = 0$$

$$\text{var}[y_I(mT_c) | x_m^{(k)}] = \sigma_{I,I}^2 + \sigma_{MA,I}^2 + \sigma_{N,I}^2 = \sigma_I^2 \quad (6)$$

$$\text{var}[y_Q(mT_c) | x_m^{(k)}] = \sigma_{Q,Q}^2 + \sigma_{MA,Q}^2 + \sigma_{N,Q}^2 = \sigma_Q^2$$

여기서, $\sigma_{I,I}^2, \sigma_{MA,I}^2, \sigma_{N,I}^2, \sigma_{Q,Q}^2, \sigma_{MA,Q}^2, \sigma_{N,Q}^2$ 은 각각 I, Q 채널에서의 interchip interference, multiple access interference, 그리고 background noise 등을 나타내며, I 채널의 k 번째 가입자에 대한 interchip interference, multiple access interference, background noise 등은 다음과 같이 주어진다(부록

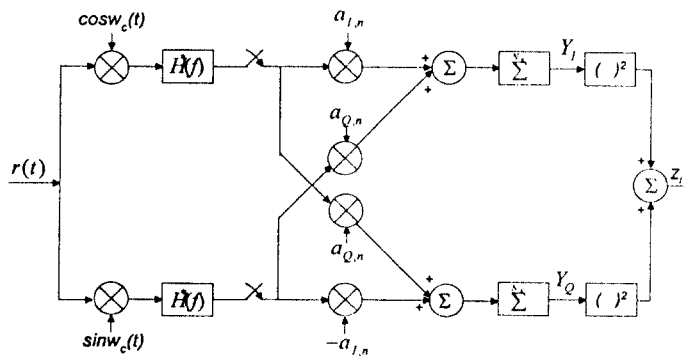


그림 1. I/Q noncoherent 상관기 구조
Fig. 1. Structure of the I/Q noncoherent correlator

참조].

$$\begin{aligned}\sigma_{I,I}^2 &= \sigma_{Q,Q}^2 = \frac{1}{2} E[\alpha_k^2] E_c^{(k)} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [R(nT_c)]^2 \\ \sigma_{MA,I}^2 &= \sigma_{MA,Q}^2 = \frac{1}{2} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^N E[\alpha_i^2] E_c^{(i)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [R(nT_c)]^2 \quad (7) \\ \sigma_{N,I}^2 &= \sigma_{N,Q}^2 = \frac{1}{2} N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df\end{aligned}$$

데이터 신호 구간에 해당하는 N_s 개의 PN칩에 대해 coherent summation을 수행한 후, Y_I 와 Y_Q 의 분산과 Z_I 의 평균은

$$\begin{aligned}\text{var}[Y_I] &= E[\alpha_k^2] N_s^2 E_c^{(k)} \cos^2 \varphi_k + N_s I_0 / 2 \\ \text{var}[Y_Q] &= E[\alpha_k^2] N_s^2 E_c^{(k)} \sin^2 \varphi_k + N_s I_0 / 2 \quad (8) \\ E[Z_I] &= E[\alpha_k^2] N_s^2 E_c^{(k)} + N_s I_0\end{aligned}$$

으로 주어진다. 여기서, I_0 는 interference spectral density로써 central limit theorem에 의해 Gaussian noise spectral density로 근사화할 수 있으며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}I_0 &= N_0 + E[\alpha_k^2] E_c^{(k)} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [R(nT_c)]^2 + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_s} E[\alpha_i^2] E_c^{(i)} \\ &\quad \sum_{n=-\infty}^{\infty} [R(nT_c)]^2 \quad (9)\end{aligned}$$

비선택적 Rayleigh 페이딩 수신 신호에 대하여 코드 위상이 일치하지 않는 경우의 I/Q 넌코히런트 상관기 출력의 통계적 특성은 다음과 같이 주어진다.

$$E[Z_I] = E[\alpha_k^2] N_s^2 E_c^{(k)} R^2(\tau) + N_s I_0 \quad (10)$$

윗식에서, $R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cos 2\pi f \tau df$ 이며 τ 는 PN 코드 생성기의 코드열과 수신 신호와의 타이밍 에러를 나타낸다.

Ⅲ. 역방향 링크에서의 동기 획득

이동국은 셀내에 랜덤하게 분포하고 있고 기지국에서는 이동국이 어느 곳에 위치하고 있는지 모르는 상황에

서 이동국의 랜덤 액세스에 대한 동기를 획득하여야 한다. 따라서, 기지국에서 이동국을 획득(acquire)하기 위해서는 셀반경으로 기인된 round trip delay에 해당하는 시간을 전체 탐색 구간(uncertainty region)으로 설정하여 탐색을 시작하여야 한다. 여기서는, 이러한 역방향 링크의 특성을 고려하여 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식에 대한 평균 동기 획득 시간 $E(T_{acq})$ 을 유도하고, 비선택적 Rayleigh 페이딩 채널에서 신호 검출 및 오보 확률, 그리고 miss 확률을 해석하고 있다.

1. 시리얼 동기 획득

(1) 평균 동기 획득 시간

본 논문에서, 시리얼 동기 획득 방식은 rake 수신기의 탐색기에 의해서만 동기 획득 과정이 이루어진다. 그리고, 동기 획득 과정은 탐색 모드와 확인 모드 등 두가지로 나누어 해석하고 있다. 탐색 모드(search mode)는 순차적으로 해당 셀에서 경보가 발생하는가를 탐지하고 경보가 발생한 코드 위상에서 경보의 진위 여부를 판단하기 위해 확인 모드(verification mode)가 요구된다. 확인 모드에서는 경보가 발생한 코드 위상에서 k 번 더 hypothesis test를 수행하여 경보가 $n(n \leq k)$ 번 이상 발생한 경우 최종적으로 동기 획득이 이루어진 것으로 선언한다. 그런데, 만약에 거짓 코드 위상(false code phase)에 대하여 동기 획득이 이루어져 동기추적 모드에 입력되면, 동기추적 모드에서 탐색 모드로 되돌아오기 위한 페널티 시간(penalty time) $J\tau_D$ 이 요구된다. 이를 고려한 시리얼 동기 획득 방식에 대한 상태 다이어그램은 그림 2.a와 같다.

그림 2.a에서 확인 모드를 거쳐 최종적으로 동기 획득이 선언될 확률은 $P_{D_1} P_{D_2}$ 이며, 여기서, P_{D_2} 는 확인 모드를 통과할 확률로

$$P_{D_2} = \sum_{j=n}^k \binom{k}{j} P_{D_1}^j (1 - P_{D_1})^{k-j} \quad (11)$$

로 주어지고, P_{F_2} 는 거짓 코드 위상(false code phase)이 확인 모드를 통과할 확률로

$$P_{F_2} = \sum_{j=n}^k \binom{k}{j} P_{F_1}^j (1 - P_{F_1})^{k-j} \quad (12)$$

로 주어진다. 그림 2.a의 상태 다이어그램을 flow

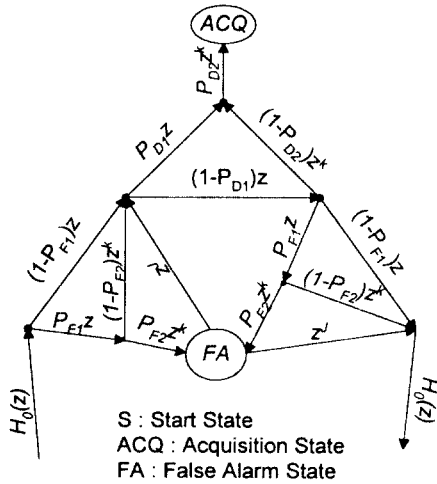


그림 2.a 시리얼 동기 획득 방식의 상태 다이어그램
Fig. 2.a State diagram of the serial acquisition

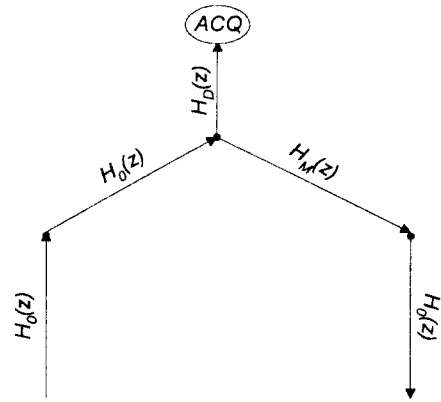


그림 2.b 간략화된 상태 다이어그램
Fig. 2.b. Simplified state diagram

graph reduction 방식에 의해 등가적으로 그림 2.b와 같이 표현할 수 있으며 그림 2.b에서 $H_D(z)$, $H_M(z)$, 그리고 $H_0(z)$ 는

$$\begin{aligned} H_{D_1}(z) &= P_{D_1} P_{D_2} z^{k+1} \\ H_M(z) &= (1 - P_{D_1})z + P_{D_1} (1 - P_{D_2})z^{k+1} \\ H_0(z) &= (1 - P_{F_1})z + P_{F_1} (1 - P_{F_2})z^{k+1} \\ &\quad + P_{F_1} P_{F_2} z^{j+k+1} \end{aligned} \quad (13)$$

로 주어진다. 그림 2.b에서 최종 노드로부터 i 번째 떨어진 노드에서 탐색이 시작된다고 가정할 경우 시작점에서 최종 노드 까지의 경로와 케환 루프는 각각 하나이며, 따라서 Mason 공식을 이용하여 전달 함수는

$$U_i(z) = \frac{H_0^i(z)H_D(z)}{1 - H_M(z)H_0^{v-1}(z)} \quad (14)$$

로 주어진다. 또한, 각 노드 마다 시작 노드가 될 확률은 $1/v$ 로 같으므로 모든 가능한 시작 노드에 대해 평균한 전달 함수는

$$\begin{aligned} U(z) &= \frac{1}{v} \sum_{i=0}^{v-1} U_i(z) \\ &= \frac{1}{v} \frac{H_D(z)}{1 - H_M(z)H_0^{v-1}(z)} \sum_{i=0}^{v-1} H_0^i(z) \end{aligned} \quad (15)$$

로 주어진다. 위식을 다항식으로 전개하면

$$U(z) = \sum_{j=0}^{\infty} C_j z^j \quad (16)$$

이 된다. $U(z)$ 는 모멘트 생성 함수(moment generating function)가 되며, 이때 $C_j, j=0, 1, \dots, \infty$,는 동기 획득 시간이 $j\tau_D$ 단위를 확률 나타낸다. 따라서 평균 동기 획득 시간은

$$\begin{aligned} E[T_{acq}] &= \frac{d}{dz} \ln[U(z)] \Big|_{z=1} \tau_D \\ &= \left[\frac{(v-1)(2 - P_{D_1}P_{D_2})(1 + kP_{F_1} + JP_{F_1}P_{F_2})}{2P_{D_1}P_{D_2}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1 + kP_{D_1}}{P_{D_1}P_{D_2}} \right] \tau_D \end{aligned} \quad (17)$$

으로 된다.

(2) 신호 검출 및 오보 확률

신호 검출 및 오보확률은 비선형적 Rayleigh 페이딩 모델을 이용하여 해석하는데, Neyman-Pearson 조건에 따른 최적 판정 방법은 log-likelihood test⁽⁷⁾이나, 신호대 잡음비가 낮은 상황에서 log-likelihood test와 근사적으로 일치하는 판정 방법을 이용한다. 이때 신호 판정 변수 η 는 $1/Q$ 년코히런트 상관기의 출력 $Z_l, l=1, 2, \dots, L$ 의 합으로 주어지며 이 경우 판정 방법은

$$\eta = \sum_{l=1}^L Z_l > \theta_1 \quad (18)$$

으로 표현된다. 윗식에서 θ_1 는 판정 임계치로서 η 가 θ_1 보다 클 경우 신호가 검출된 것으로 선언하며 이때 test cell에서의 PN 발생기의 코드 위상이 수신 신호의 코드 위상이 된다. 한편, η 가 θ_1 보다 작은 경우 PN 발생기의 코드 위상이 수신 신호의 코드 위상과 1PN 칩 이상 벗어난 것으로 간주되며 이 경우 PN 발생기의 코드 위상을 1/2PN 칩 만큼 지연시켜 hypothesis test를 다시 수행한다. H_0 hypothesis인 경우, 즉 PN 발생기의 코드 위상이 수신 신호의 코드 위상에 비해 1PN 칩 이상 벗어난 경우의 η 의 평균은 $V_N = N_s I_0$ 로 주어지며 $Z_l, l=1, 2, \dots, L$ 은 서로 독립적이다. 이 경우 $2\eta/V_N$ 는 자유도(degree of freedom)가 $2L$ 인 central chi-square 분포를 가지며, 따라서, η 의 확률 밀도 함수(probability density function)는

$$f_\eta(\eta|H_0) = \frac{1}{(L-1)!V_N^L} \eta^{L-1} e^{-\eta/V_N} \quad (19)$$

로 주어진다. 이때, 탐색 모드의 오버 확률은

$$P_{F_1} = \int_0^\infty f_\eta(\eta|H_0) d\eta = e^{-\eta_1/V_N} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(\eta_1/V_N)^k}{k!} \quad (20)$$

으로 주어진다. H_1 hypothesis인 경우, 즉 PN 발생기의 코드 위상이 수신 신호의 코드 위상과 일치하는 경우의 Z_l 의 평균인 V_F 는 식 (10)에서

$$V_F = E(\alpha^2) N_s^2 E_c R^2(\tau) + N_s I_0 \quad (21)$$

이 된다. $Z_l, l=1, 2, \dots, L$ 이 서로 독립적이라고 가정하면 $2\eta/V_F$ 는 자유도(degree of freedom)가 $2L$ 인 central chi-square 분포를 가진다. 따라서, η 의 확률 분포 함수는

$$f_\eta(\eta|H_1) = \frac{1}{(L-1)!V_F^L} \eta^{L-1} e^{-\eta/V_F} \quad (22)$$

로 주어지며, 탐색 모드의 신호 검출 확률은

$$P_{D_1} = \int_0^\infty f_\eta(\eta|H_1) d\eta$$

$$= e^{-\eta_1/V_F} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(\eta_1/V_F)^k}{k!} \quad (23)$$

이 된다.

2. 병렬 동기 획득

(1) 평균 동기 획득 시간

병렬 동기 획득 방식의 탐색 모드는 rake 수신기의 탐색기와 $N-1$ 데이터 복조기들에 의해 이루어진다. 탐색 모드는 하나의 탐색기와 $N-1$ 개의 데이터 복조기들로 탐색되어야 할 모든 셀 v 에 대하여 상관을 취하고 최대 출력을 갖는 셀을 선택한 다음, 그 선택된 셀에 대한 출력이 임계치 θ_1 를 초과하는가를 시험하는 과정이다. 이 경우 각각의 상관기들이 처리해야 할 test cell의 수는 v 를 N 으로 나누면 된다. 따라서, 각 상관기는 탐색 모드에서 $M(=v/N)$ 개의 샘플들에 대하여 출력값을 얻으면 된다. 그리고, 모든 v 개의 셀들 중에 최대값을 갖는 셀의 출력이 임계치 θ_1 를 초과하게 되면 확인모드로 전환된다. 이후, 확인 모드는 시리얼 동기 획득 방식과 동일하며, 거짓 코드 위상의 경우 동기 추적 모드에서 탐색 모드로 되돌아오기 위한 페널티 시간(penalty time)이 요구되는데, 이를 고려한 병렬 동기 획득 방식에 대한 상태 다이어그램은 그림 3.a와 같다.

그림 3.a에서 확인 모드를 거쳐 최종적으로 신호 검출될 확률은 $P_{D_1}P_{D_2}$ 이며, 여기서 코드 위상이 확인 모드를 통과할 확률 P_{D_2} 와 거짓 코드 위상이 확인 모드를 통과할 확률 P_{F_2} 는 각각 식(11)과 식(12)로써 동일하게 표현된다. 그림 3.b에서, $H_D(z), H_M(z)$ 는

$$\begin{aligned} H_D(z) &= P_{D_1} P_{D_2} z^{M+k} \\ H_M(z) &= P_{D_1} (1 - P_{D_2}) z^{M+k} + P_{M_1} z^M + \\ &P_{F_1} (1 - P_{F_2}) z^{M+k} + P_{F_1} P_{F_2} z^{M+k+J} \end{aligned} \quad (24)$$

로 주어진다. 여기서, $P_{D_1} + P_{M_1} + P_{F_1} = 1$ 이다. Mason 공식을 이용하여 전달 함수는

$$U(z) = \frac{H_D(z)}{1 - H_M(z)} \quad (25)$$

로 주어지며, 평균 동기 획득 시간은

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

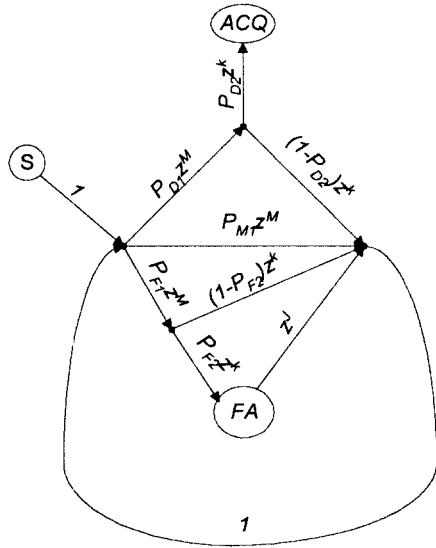


그림 3. a. 병렬 동기 획득 방식의 상태 다이어그램
Fig. 3. a. State diagram of the parallel acquisition

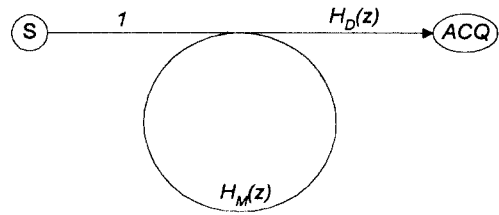


그림 3. b. 간략화된 상태 다이어그램
Fig. 3. b. Simplified state diagram

$$= \left[\frac{M + k(P_{D1} + P_{F1}) + JP_{F1}P_{F2}}{P_{D1}P_{D2}} \right] z^D \quad (20)$$

으로 된다.

(2) 신호 검출, 오보, missing 확률

병렬 동기 획득 방식은 모든 v 개의 셀에 대하여 출력 에너지 $\eta_m, m=1, 2, \dots, v$ 을 계산하고, 이들 출력 에너지들 중에 최대값을 갖는 셀이 판정 임계치 θ_1 를 초과하면, 탐색 모드가 통과된것으로 선언되므로 탐색 모드의 신호 검출 확률은

$$P_{D1} = P(\eta_2 < \eta_1, \eta_3 < \eta_1, \dots, \eta_{v/\Delta} < \eta_1) \\ = \int_{\theta_1}^{\infty} f(\eta_2 < \eta_1, \eta_3 < \eta_1, \dots, \eta_{v/\Delta} < \eta_1) f(\eta_1) d\eta_1 \quad (27)$$

으로 표현된다. 여기서, 출력 에너지 $\eta_m, m=1, 2, \dots, v$ 은 통계적으로 독립적이고, $\eta = \eta_1$ 으로 놓으면 다음과 같이 표현할 수 있다.⁽⁵⁾⁽⁶⁾

$$P_{D1} = \int_{\theta_1}^{\infty} f_{\eta}(\eta_2 < \eta \mid \eta_1 = \eta)^{v-1} f_{\eta}(\eta) d\eta \quad (28)$$

비선택적 Rayleigh 페이딩 채널에서 H_0 hypothesis와 H_1 hypothesis에 대한 η 의 확률 밀도 함수는 각각 식(19)와 식(22)와 같이 동일하다. 따라서, 식(19)와 식(22)를 이용하여 병렬 동기 획득 방식의 탐색 모

드에 대한 신호 검출 확률은

$$P_{D1} = \int_{\theta_1}^{\infty} f_{\eta}(\eta \mid H_1) \left[\int_0^{\eta} f_x(x \mid H_0) dx \right]^{v-1} d\eta \\ = \int_{\theta_1}^{\infty} \frac{\eta^{L-1} e^{-\eta/V_F}}{(L-1)! V_F^L} \left[1 - e^{-\frac{\eta}{V_N}} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(\eta/V_N)^k}{k!} \right]^{v-1} d\eta \quad (29)$$

로 주어진다. 그리고 탐색 모드의 missing 확률은

$$P_{M1} = \int_0^{\theta_1} f_{\eta}(\eta \mid H_1) d\eta \left[\int_0^{\eta} f_{\eta}(\eta \mid H_0) d\eta \right]^{v-1} \\ = \left[1 - e^{-\frac{\theta_1}{V_N}} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(\theta_1/V_N)^k}{k!} \right] \left[1 - e^{-\frac{\theta_1}{V_N}} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(\theta_1/V_N)^k}{k!} \right]^{v-1} \quad (30)$$

로 주어진다. 그리고, 탐색 모드의 오보 확률은

$$P_{P1} = 1 - P_{D1} - P_{M1} \quad (31)$$

으로 얻어질 수 있다.

IV. 파라미터 선택 및 결과 고찰

시리얼 동기 획득 방식의 평균 동기 획득 시간인 식(17)과 병렬 동기 획득 방식의 동기 획득 시간인 식

(26)은 수신 신호 샘플링이 $R(t)=1$ 인 순간을 포함하는 이상적인 경우에서의 평균 동기 획득 시간을 나타낸다. 식 (17)에서 시리얼 동기 획득의 평균 동기 획득 시간은 v 대신에 $M=v/N$ 의 함수로 주어짐을 알 수 있다. 확인 모드의 k 와 n 은 적절한 값으로 알려진 4와 2로¹⁴⁾, 페널티시간(penalty time) J 는 $1000\tau_D$ 로, 후치 적분 구간으로써 LN_s PN 칩 기간으로 하였다. 또한, 한 칩의 구간은 813 ns이고, 전체 탐색 구간은 셀반경을 48 km로 정한 경우 354 PN칩에 해당되며, 탐색 스텝 사이즈 $\Delta=1/2$ 로 하였다. 그리고, 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식의 탐색 모드 및 확인 모드에서의 적분구간 (dwell time) τ_D 을 동일하게 하며 평균 동기 획득 시간을 계산하였고, 병렬 동기 획득 방식의 탐색 모드에서 총 $N=6$ 개의 탐색기가 동작되는 것으로 하여 평균 동기 획득 시간을 계산하였다. 그리고 식(21)에서 $E(\alpha^2)=1$ 로 하여 신호 검출 및 오보 확률을 계산하였다. 그림 4와 그림 5는 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식에서 L 에 따른 최소 평균 동기 획득 시간을 나타낸다. 그림 4와 그림 5를 보면, E_s/I_0 에 따라 최소 평균 동기 획득 시간을 갖는 L 의 위치가 다른데, $E_s/I_0=4\text{dB}$ 이면 $L=4$ 이고, $E_s/I_0=7\text{dB}$ 이면 $L=2$, $E_s/I_0=10\text{dB}$ 및 $E_s/I_0=13\text{dB}$ 이면 $L=1$ 에서 가장 최소 평균 동기 획득 시간을 갖게 됨을 알 수 있다. 그림 6은 후치 적분의 수 $L=1$ 인 경우에 대하여, 판정 임계치 θ_1

과 E_s/I_0 에 따라 평균 동기 획득 시간을 나타내고 있다. 이의 결과를 살펴 보면 동일한 E_s/I_0 에서 시리얼 동기 획득 방식보다 병렬 동기 획득 방식의 최소 평균 동기 획득 시간이 3배 이상 짧은 것으로 보여주고 있다. 이것은 기지국 수신기에서 0.1 sec의 동기 획득 시간을 요구할 때 시리얼 동기 획득 방식 보다 병렬 동기 획득 방식이 E_s/I_0 측면에서 6dB이상의 성능이 향상됨을 볼 수 있다. 이것은 후치적분의 수 L 이 증가해도 동일한 결과가 도출되었다. 또한, 그림 6에서, E_s/I_0 에 따라 최적 판정 임계치가 조금 달라짐을 알 수 있고, 판정 임계치의 변화에 따른 평균 동기 획득 시간의 변화를 볼 수 있는데, 병렬 동기 획득 방식에서는 판정 임계치의 변화에 따른 평균 동기 획득 시간의 변화가 작은 반면, 시리얼 동기 획득 방식에서는 판정 임계치의 변화에 따라 평균 동기 획득 시간의 변화가 아주 민감함을 볼 수 있다. 그리고, 그림 7에서는 병렬 동기 획득 방식의 탐색 모드에서 탐색기의 수 N 을 3, 6, 12로 바꾸었을때 E_s/I_0 에 따른 최소 평균 동기 획득 시간을 나타내고 있다. 이의 결과를 보면 탐색기의 수 N 이 두배로 증가함에 따라 최소 평균 동기 획득 시간은 두배로 감소함을 확인할 수 있었다.

V. 결 론

DS/CDMA 역방향 링크에서, 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식을 구성하고 탐색모드, 확인모

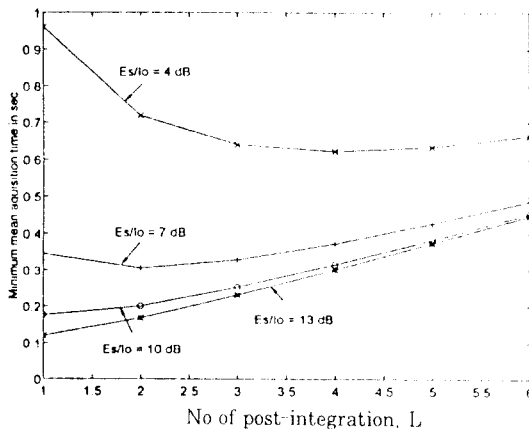


그림 4. 시리얼 동기 획득 방식의 최소 평균 동기 획득 시간
Fig. 4. Minimum mean acquisition time of the serial acquisition

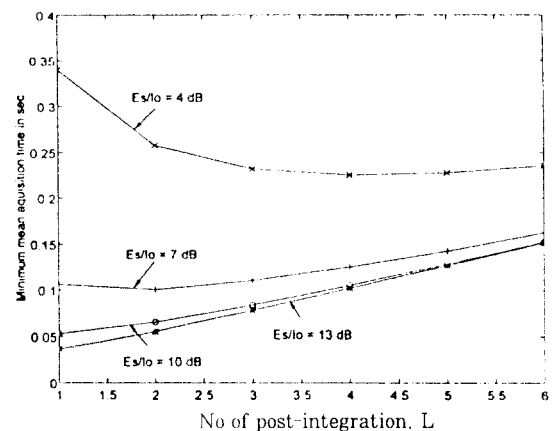


그림 5. 병렬 동기 획득 방식의 최소 평균 동기 획득 시간
Fig. 5. Minimum mean acquisition time of the parallel acquisition

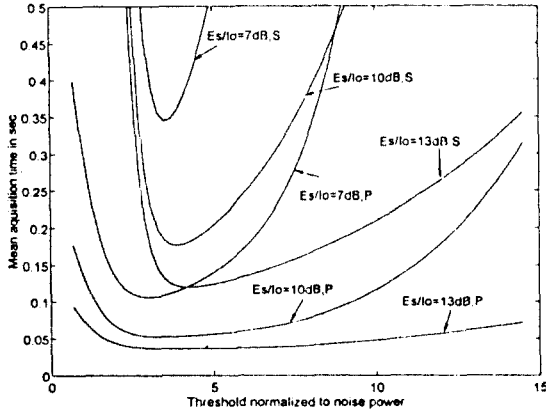


그림 6. 판정 임계치에 따른 평균 동기 획득 시간
Fig. 6. Mean acquisition time for the decision threshold

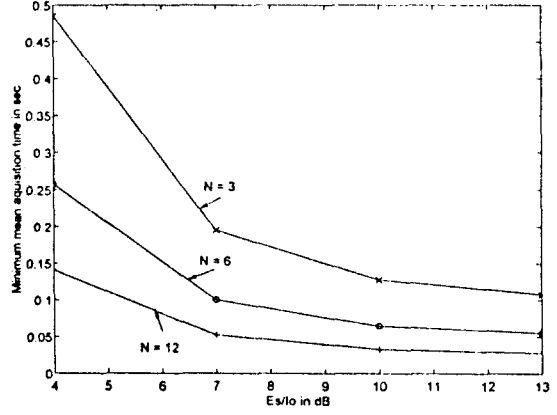


그림 7. 병렬 동기 획득 방식들의 최소 평균 동기 획득 시간
Fig. 7. Minimum mean acquisition time for parallel acquisitions

드, 그리고 거짓 코드 위상(false code phase)인 경우, 동기 추적 모드에서 탐색 모드로의 전환을 고려한 평균 동기 획득 시간 $E\{T_{acq}\}$ 을 유도하였다. 비선택적 Rayleigh 페이딩 채널에 대하여 신호 검출, 오보, 그리고 missing 확률을 해석하였고, E_s/I_o 및 후치 적분의 수 L 에 따라 최소 평균 동기 획득 시간과 최적 판정 임계치를 제시하였다. 시리얼 동기 획득 방식과 병렬 동기 획득 방식의 성능을 비교함에 있어, 6개의 탐색기를 갖는 병렬 동기 획득 방식이 시리얼 동기 획득 방식 보다 최소 평균 동기 획득 시간에서 3배 이상 짧음을 확인하였고, 판정 임계치의 변화에 따른 평균 동기 획득 시간이 덜 민감함을 확인하였다. 그리고, 병렬 동기 획득 방식에서 탐색기의 수를 두배로 증가함에 따라 최소 평균 동기 획득 시간은 두배로 감소하는 것을 확인하였다. 끝으로, 본 논문을 근거로 하여 액세스 채널 슬롯 구조, 다경로 페이딩 채널, 그리고 다수 H_1 셀에 대한 동기 획득의 성능 분석이 차후에 발표될 것이다.

부 록

식 (5)로 부터 I채널의 interchip interference는 $\sigma_{I,I}^2 = Var\{\frac{1}{2}\sqrt{E_c^{(k)}}\alpha_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(k)} [(a_{I,n}^{(k)} a_{I,m}^{(k)} + a_{Q,n}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)})]$

$$\begin{aligned} &)\cos\phi_k + (a_{Q,n}^{(k)} a_{I,m}^{(k)} - a_{I,n}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)})\sin\phi_k]R(mT_c - nT_c)\} \\ & = \frac{1}{4} E_c^{(k)} E\{\alpha_k^2\} E\{[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m \neq n} x_n^{(k)} [(a_{I,n}^{(k)} a_{I,m}^{(k)} + a_{Q,n}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)})\cos\phi_k + (a_{Q,n}^{(k)} a_{I,m}^{(k)} - a_{I,n}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)})\sin\phi_k]R(mT_c - nT_c)]^2\} \\ & = \frac{1}{4} E_c^{(k)} E\{\alpha_k^2\} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m \neq n} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{l \neq m} E\{x_n^{(k)} x_l^{(k)}\} R(mT_c - nT_c) \\ & \quad)R(mT_c - lT_c) [E\{\cos^2\phi_k\} \{E\{a_{I,n}^{(k)} a_{I,l}^{(k)}\} E\{[a_{I,m}^{(k)}]^2\} + E\{a_{Q,n}^{(k)} a_{Q,l}^{(k)}\} E\{[a_{Q,m}^{(k)}]^2\} + \\ & \quad E\{a_{I,n}^{(k)} a_{Q,l}^{(k)}\} E\{a_{I,m}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}\} + E\{a_{Q,n}^{(k)} a_{I,l}^{(k)}\} E\{a_{Q,m}^{(k)} a_{I,m}^{(k)}\} + E\{\sin^2\phi_k\} \{E\{a_{Q,n}^{(k)} a_{Q,l}^{(k)}\} E\{[a_{I,m}^{(k)}]^2\} \\ & \quad + E\{a_{I,n}^{(k)} a_{I,l}^{(k)}\} E\{[a_{Q,m}^{(k)}]^2\} - E\{a_{Q,n}^{(k)} a_{I,l}^{(k)}\} E\{a_{I,m}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}\} - E\{a_{I,n}^{(k)} a_{Q,l}^{(k)}\} E\{a_{Q,m}^{(k)} a_{I,m}^{(k)}\} + \\ & \quad E\{\cos\phi_k \sin\phi_k\} E\{(a_{I,n}^{(k)} a_{I,m}^{(k)} + a_{Q,n}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}) \\ & \quad (a_{Q,l}^{(k)} a_{I,m}^{(k)} - a_{I,l}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}) + (a_{Q,n}^{(k)} a_{I,m}^{(k)} - a_{I,n}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}) \\ & \quad (a_{I,l}^{(k)} a_{I,m}^{(k)} + a_{Q,l}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)})\}] \end{aligned}$$

(A1)

여기서, I/Q PN 코드열은 서로 직교이므로

$$E\{a_{I,m}^{(k)}a_{Q,m}^{(k)}\} = E\{a_{Q,m}^{(k)}a_{I,m}^{(k)}\} = 0 \quad (A2)$$

으로 주어진다. 또한, 다음 항들에 대해 다음과 같이

$$\begin{aligned} E\{a_{I,n}^{(k)}a_{I,l}^{(k)}\} &= E\{a_{Q,n}^{(k)}a_{Q,l}^{(k)}\} = \delta_{nl} \\ E\{\cos^2 \varphi_k\} &= E\{\sin^2 \varphi_k\} = \frac{1}{2} \\ E\{\cos \varphi_k \sin \varphi_k\} &= 0 \\ E\{[a_{I,m}^{(k)}]^2\} &= E\{[a_{Q,m}^{(k)}]^2\} = 1 \end{aligned} \quad (A3)$$

로 주어진다. 그러므로, I채널의 $\sigma_{I,l}^2$ 는

$$\begin{aligned} \sigma_{I,l}^2 &= \frac{1}{2} E_c^{(k)} E[\alpha_k^2] \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [R(mT_c - nT_c)]^2 \\ &= \frac{1}{2} E_c^{(k)} E[\alpha_k^2] \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} [R(nT_c)]^2 \end{aligned} \quad (A3)$$

으로 주어진다. i 번째 다른 가입자에 의한 interference를 $\sigma_{MA,I}^2$ 이라 하면, $N_u - 1$ 의 다른 가입자들에 의한 I채널의 총 multiple access interference는

$$\sigma_{MA,I}^2 = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_u} \sigma_{MA,I}^2 \quad (A4)$$

여기서, i 번째 다른 가입자에 의한 interference는

$$\begin{aligned} \sigma_{MA,I}^2 &= \text{Var}\left\{\frac{1}{2} \sqrt{E_c^{(i)}} \alpha_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(i)} [(a_{I,n}^{(i)} a_{I,m}^{(k)} + a_{Q,n}^{(i)} a_{Q,m}^{(k)}) \right. \\ &\quad \left. \cos \varphi_i + (a_{Q,n}^{(i)} a_{I,m}^{(k)} - a_{I,n}^{(i)} a_{Q,m}^{(k)}) \sin \varphi_i] R(mT_c - nT_c)\right\} \\ &= \frac{1}{4} E_c^{(i)} E\left\{\alpha_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n^{(i)} [(a_{I,n}^{(i)} a_{I,m}^{(k)} + a_{Q,n}^{(i)} a_{Q,m}^{(k)}) \cos \varphi_i + \right. \\ &\quad \left. (a_{Q,n}^{(i)} a_{I,m}^{(k)} - a_{I,n}^{(i)} a_{Q,m}^{(k)}) \sin \varphi_i] R(mT_c - nT_c)\right\}^2 \\ &= \frac{1}{4} E_c^{(i)} E\{\alpha_i^2\} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=-\infty}^{\infty} E\{x_n^{(i)} x_{n'}^{(i)}\} R(mT_c - nT_c) R(mT_c - n'T_c) \\ &\quad [E\{\cos^2 \varphi_i\} \{E\{a_{I,n}^{(i)} a_{I,l}^{(i)}\} E\{[a_{I,m}^{(k)}]^2\} + E\{a_{Q,n}^{(i)} a_{Q,l}^{(i)}\} E\{[a_{Q,m}^{(k)}]^2\} + \\ &\quad E\{a_{I,n}^{(i)} a_{I,l}^{(i)}\} E\{a_{I,m}^{(k)} a_{I,l}^{(k)}\} + E\{a_{Q,n}^{(i)} a_{Q,l}^{(i)}\} E\{a_{Q,m}^{(k)} a_{Q,l}^{(k)}\} \\ &\quad - E\{a_{I,n}^{(i)} a_{Q,l}^{(i)}\} E\{a_{I,m}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}\} - E\{a_{I,n}^{(i)} a_{Q,l}^{(i)}\} E\{a_{I,m}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}\} \\ &\quad - E\{a_{Q,n}^{(i)} a_{I,l}^{(i)}\} E\{a_{I,m}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}\} - E\{a_{Q,n}^{(i)} a_{I,l}^{(i)}\} E\{a_{Q,m}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}\}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &E\{a_{I,n}^{(i)} a_{Q,l}^{(i)}\} E\{a_{I,m}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}\} + E\{a_{Q,n}^{(i)} a_{I,l}^{(i)}\} E\{a_{Q,m}^{(k)} a_{I,m}^{(k)}\} \\ &+ E\{\sin^2 \varphi_i\} \{E\{a_{Q,n}^{(i)} a_{Q,l}^{(i)}\} E\{[a_{I,m}^{(k)}]^2\} + E\{a_{I,n}^{(i)} a_{I,l}^{(i)}\} E\{[a_{Q,m}^{(k)}]^2\} - \\ &E\{a_{Q,n}^{(i)} a_{I,l}^{(i)}\} E\{a_{I,m}^{(k)} a_{Q,m}^{(k)}\} - E\{a_{I,n}^{(i)} a_{Q,l}^{(i)}\} E\{a_{Q,m}^{(k)} a_{I,m}^{(k)}\}\} \\ &+ E\{\cos \varphi_i \sin \varphi_i\} E\{(a_{I,n}^{(i)} a_{I,m}^{(k)} + a_{Q,n}^{(i)} a_{Q,m}^{(k)}) \\ &(a_{Q,n}^{(i)} a_{I,m}^{(k)} - a_{I,n}^{(i)} a_{Q,m}^{(k)}) + (a_{Q,n}^{(i)} a_{I,m}^{(k)} - a_{I,n}^{(i)} a_{Q,m}^{(k)}) \\ &(a_{I,l}^{(i)} a_{I,m}^{(k)} + a_{Q,l}^{(i)} a_{Q,m}^{(k)})\} \end{aligned} \quad (A5)$$

여기서, i 번째 가입자에 대한 I/Q PN 코드열은 서로 직교이므로

$$E\{a_{I,m}^{(i)} a_{Q,m}^{(i)}\} = E\{a_{Q,m}^{(i)} a_{I,m}^{(i)}\} = 0 \quad (A6)$$

으로 주어진다. 또한, 다른 항들도 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} E\{a_{I,n}^{(i)} a_{I,l}^{(i)}\} &= E\{a_{Q,n}^{(i)} a_{Q,l}^{(i)}\} = \delta_{nl} \\ E\{\cos^2 \varphi_i\} &= E\{\sin^2 \varphi_i\} = \frac{1}{2} \\ E\{\cos \varphi_i \sin \varphi_i\} &= 0 \\ E\{[a_{I,m}^{(i)}]^2\} &= E\{[a_{Q,m}^{(i)}]^2\} = 1 \end{aligned} \quad (A7)$$

그러므로, $\sigma_{MA,I}^2$ 는

$$\begin{aligned} \sigma_{MA,I}^2 &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_u} E_c^{(i)} E[\alpha_i^2] \sum_{n=-\infty}^{\infty} [R(mT_c - nT_c)]^2 \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_u} E_c^{(i)} E[\alpha_i^2] \sum_{n=-\infty}^{\infty} [R(nT_c)]^2 \end{aligned} \quad (A8)$$

끝으로, I채널의 background noise $\sigma_{N,I}^2$ 은 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{N,I}^2 &= \text{Var}\left\{\frac{1}{\sqrt{2}} [n_I(mT_c) a_{I,m}^{(k)} - n_Q(mT_c) a_{Q,m}^{(k)}]\right\} \\ &= \frac{1}{2} E\{[n_I(mT_c) a_{I,m}^{(k)} - n_Q(mT_c) a_{Q,m}^{(k)}]^2\} \\ &= \frac{1}{2} [E\{[n_I(mT_c) a_{I,m}^{(k)}]^2\} + E\{[n_Q(mT_c) a_{Q,m}^{(k)}]^2\} \\ &\quad - E\{n_I(mT_c) n_Q(mT_c)\}] \end{aligned}$$

$$E\{a_{l,m}^{(k)}a_{Q,m}^{(k)}\} - E\{n_Q(mT_c)n_l(mT_c)\}$$

$$E\{a_{Q,m}^{(k)}a_{l,m}^{(k)}\}$$

(A9)

여기서,

$$E\{a_{l,m}^{(k)}a_{Q,m}^{(k)}\} = E\{a_{Q,m}^{(k)}a_{l,m}^{(k)}\} = 0$$

$$E\{n_l(mT_c)n_Q(mT_c)\} = 0$$

$$E\{n_Q(mT_c)n_l(mT_c)\} = 0$$

(A10)

이므로

$$\sigma_{N,l}^2 = \frac{1}{2}[\frac{1}{2}N_o \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df + \frac{1}{2}N_o \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df]$$

$$= \frac{1}{2}N_o \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$

(A11)

으로 주어진다.

참고문헌

1. 강법주, 김영식, "CDMA 기술", 전자공학회지, pp.51~61, Sep. 1992.
2. K.S.Gilhausen, etc., "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE trans. on vehicular tech.*, vol. 40, No. 2, pp.303~312, May. 1991.

3. A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-part I: general theory", *IEEE trans. on com.* vol. com-32, No.5, pp.542~549, May. 1984.
4. A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial spread-spectrum code acquisition-part II: a matched-filter receiver", *IEEE trans. on com.* vol. com-32, No.5, pp.550~560, May. 1984.
5. E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct sequence spread spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel", *IEEE trans. on com.* vol. com-38, No.7, pp.992~998, July. 1990.
6. *TIA/EIA IS-95 Interim standard*, TIA, pp.2.1~2.31, July. 1993.
7. H. L. Van Trees, *Detection, estimation, and modulation theory*, John Wiley, New York, pp.239~377, 1968.
8. J. G. Proakis, *Digital communication*, Mcgraw-Hill book company, New York, pp.295~298, 1989.



廣法周(Bub Joo Kang) 정회원

1983년 2월 : 경희대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1985년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1992년 3월~현재 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정
 1988년 2월~현재 : 한국전자통신연구소 신호처리 연구실 선임연구원



朴亨來(Hyung Rae Park) 정회원

1982년 2월 : 한국항공대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1985년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1993년 12월 : Syracuse Univ(미) 전자공학과 졸업(공학박사)
 1985년 9월~현재 : 한국전자통신 연구소 신호처리 연구실 선임연구원



林 明 燮(Myung Seob Lim)정회원

1957년 9월 28일생

1976년 3월~1980년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(학사)

1980년 3월~1982년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)

1984년 1월~1990년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(박사)

1984년 1월~1985년 9월 : 대우통신 종합연구소 근무

1985년 9월~현재 : 한국전자통신 연구소 이동통신기술연구단 신호처리연구실장

*주관심 분야 : speech coding, spread spectrum communication, digital modem and signal processing