다중 경로 페이딩 채널에서 MC-CDMA 시스템의 직-병렬 혼합 동기 획득 성능

김경원*, 박진수*
*청주대학교 전자공학과
e-mail:kimkw@cju.ac.kr

Hybrid Code-Acquisition Performance of Multicarrier CDMA System over Multipass Fading Channel

Kyung-Won Kim*, Jin-Soo Park**
*Dept of Electronics, Cheong-Ju University

요 약

이 논문은 multicarrier CDMA 이동 통신 시스템에서 직-병렬 혼합 pseudo-noise (PN) 코드 동기 획득 기술을 제안 했으며 다중경로 페이딩 채널에서 multiple access interference (MAI) 의 영향을 분석하였다. 직-병렬 혼합 동기 획득 방식은 입력되는 코드 위상의 불확정 영역 전체를 직렬 획득 방식과 병렬 획득 방식을 조합하여 탐색하는 방식이다. 이러한 방식은 완전 병렬획득보다 MAI의 환경에서 mean acquisition time (MAT)이 조금 늦어지지만 하드웨어의 구조를 훨씬 단순화 할 수 있다. 검파 및 오경보 확률을 closed-form 표현으로 mean acquisition time (MAT)를 유도하였다.

1. 서론

MC-CDMA 시스템의 수신기에서의 코드 동기화는 획득(Acquisition)과 추적(Tracking)의 두 단계로 나눌 수 있다. 획득 과정은 송신기에서 사용한 PN 코드와 수신기에서 사용한 PN코드와의 위상차를 1 칩 이내로 맞추는 과정이며, PN 코드에 대한 획득이 이루어진 후 위상차를 줄이면서 동기를 유지하기 위한 추적 과정이 수행된다. MC-CDMA 시스템에서 동기 획득방식은 탐색 전략에 따라서 직렬탐색(Serial search), 병렬탐색(Parallel search), 순차적 평가(Sequential estimation)로 구분할 수 있다[1]. 직렬획득 방식은 입력 신호와 일치하는지의 판단 가부를 한 시점에서 하나의 위상을 관측하게 됨으로 시스템은 간단하나 획득에 소요되는 평균획득시간(T_{acq})이 상대적으로 길며, 병렬 획득은 모든 가능한 위상이 동시에 테스트 되어 코드 획득 시간이 직렬 획득에 비해 상당히 짧아지나 하드웨어 복잡성은 매우 증가하게 되는 단점을 가지고 있다. Sequential estimation방식은 sequence 발생기를 사용하여 실시간 신뢰도 결정이 가능하나 간섭에 매우 취약한 단점을 가지고 있어 한정된 분야에만 적용가능한 방식이다. 이러한 장・단점들로 인하여 응용분야에 따라 적절하게 검색 방식을 선택하여야 하는 문제를 가지고 있다. 따라서 논문에서 제안된 직-병렬 혼합 동기 획득 기술은 열악한 무선통신 환경에서 획득 속도와 시스템의 복잡성 사이에서 균형을 이룰 수 있으며, 직・병렬 브랜치수를 양적으로 주어져 평균획득 시간을 분석하여 시스템 변수들을 시스템의 디자인 기준과 채널의 특성에 따라 동기 획득 성능을 최적화 할 수 있다.

2. MC-CDMA 시스템

MC-CDMA 시스템에서 송신되는 신호는

$$s_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{q} \sum_{j=1}^{N_p} \sqrt{\frac{2P}{N_p}} b_{ki}[n] c_k[j-1] \cdot P_{T_s}(t - nT_s) \cos(2\pi f_{ij} t + \phi_{ij}^{(k)}) \quad (1)$$

여기서 $b_{ki}[n]$은 k 사용자의 i번째 데이터 부스트림이고, $b_{ki}[n]$은 동일 확률로 +1또는 -1의 값을 가지

는 랜덤 변수로 추정한다. $c_k[j]$는 k 사용자의 확산 코드$c_k[1], c_k[2].....c_k[N_p-1]$의 j 번째 칩이며, 이 값 또한 동일한 확률 1/2값을 가지는 랜덤변수로 추정한다. 변수 $P_\tau(t)$는 만약 $0 \leqq t \leqq \tau$이면 $P_\tau(t)=1$그 외에는 0으로 정의되는 구형 변조파형으로 나타낼 수 있다. 또한 f_{ij}는 i번째 데이터 부스트림과 확산코드 (j-1)번째 칩과 조합된 부반송파 주파수이다. 마지막으로 $\phi_{ij}^{(k)}$는 반송파 변조에 의해 도입되는 랜덤 위상으로 $(0,2\pi)$에서 균일하게 분포되어있다 추정한다. 여기서 k번째 사용자의 송신기와 그에 상응하는 수신기 사이는 Rician 페이딩 채널이라 추정한다[2]. 시스템에서는 K 사용자이거나 아니면 모든 사용자가 동일한 수의 부반송파(U)를 가지며 모든 사용자가 동일한 수신 전력을 가진다. 따라서 K신호는 수식(1)에 의존하여 Rician 페이딩 채널을 통과하게 되며, 수신된 신호를 표현하면

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{N_p}\sqrt{\frac{2P}{N_p}}\alpha_{ij}^{(k)}b_{ki}[n]c_k[j-1] \cdot P_{T_s}(t-nT_s-\tau_k)\cos(2\pi f_{ij}t+\varphi_{ij}^{(k)})+n(t) \quad (2)$$

여기서 $\varphi_{ij}^{(k)}=\phi_{ij}^{(k)}+\phi_{ij}^{(k)}-2\pi f_{ij}\tau_k$이고, 랜덤 위상 $\psi_{ij}^{(k)}$는 채널에 의해 생성되는 k사용자의 부반송파 주파수 f_{ij}에 상응하는 위상이다. 위상 $\varphi_{ij}^{(k)}$는 $[0,2\pi)$에서 랜덤 변수로 정형화된 분포를 갖는다. 수식 (2)에서 τ_k는 기준사용자에 대하여 k사용자의 지연이다. 우리는 수신기에서 k=1이고 $\tau_1=0$이라 추정한다. n(t)는 백색 가우시안 노이즈(AWGN)의 영평균이고, $N_0/2$인 양측파대 전력스펙트럼 밀도를 가진다. 게다가 $\alpha_{ij}^{(k)}$는 페이딩 채널의 다중 경로 감쇄를 나타내며, Rician 분포 랜덤 변수의 확률 밀도 함수 (pdf)는

$$p(r)=\frac{r}{\sigma^2}\exp\frac{-(r^2+s^2)}{2\sigma^2}I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), r \geqq 0 \quad (3)$$

로 나타내어진다.

3. 판정 변수

상관기 출력의 in-phase브랜치를 표현하면[3],

$$Z_{ci}=\int_0^{MT_c} r(t)c_1(t-iT_c/2)\cdot\sqrt{2}\cos(2\pi f_c t)dt = \sqrt{P_r}MT_c\left[\sum_{l=0}^{L-1}S_I(l)+\sum_{k=2}^{K}\sum_{l=0}^{L-1}M_I(k,l)+N_I\right] \quad (4)$$

수식(4)에서 $S_I(l)$ 신호 성분을 표현하면,

$$S_I=\frac{\alpha_{1l}\cos\theta_{1l}}{MT_c}[\tau R_M(i,g+1)+(T_c-\tau)R_M(i,g)] \quad (5)$$

다중 접속 간섭(MAI) 부분, 즉 $M_I(k,l)$을 표현하면

$$M_I(k,l)=\frac{\sqrt{\rho}\alpha_{kl}\cos\theta_{kl}}{MT_c}[\tau R_M^{(k)}(i,g+1)+(T_c-\tau)R_M^{(k)}(i,g)] \quad (6)$$

로 표현할 수 있다. 여기서 $\rho=P_I/P_r$ (P_I는 간섭신호의 평균 수신 전력, P_r는 기준신호의 전력)이며 $R_M^{(k)}(i,g)$는 k번째 사용자의 확산 시퀀스와 국부발진기의 확산 시퀀스 사이의 부분 상호 상관으로 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$R_M^{(k)}(i,g)=\sum_{v=0}^{M-1}C_{v+i}^{(1)}\cdot C_{v+i+g}^{(k)} \quad (7)$$

끝으로 수식(5)의 잡음 부분 N_I은 AWGN 상황에서 n(t)로 표현하면 다음과 같다.

$$N_I=\frac{1}{\sqrt{P_r}MT_c}\int_0^{MT_c}n(t)c_1(t-iT_c/2)\cdot\sqrt{2}\cos(2\pi f_c t)dt \quad (8)$$

상관기의 Quadrature출력 Z_{si}는 수식 (4)의 in-phase성분으로 표현할 수 있다. 수식 (5),(6)에서 $\cos(\cdot)$을 $-\sin(\cdot)$으로 바꾸고, 수식(8)에서는 $\cos(\cdot)$을 $\sin(\cdot)$로 바꾸어놓으면 된다. 수식(5)에서 l번째 경로의 두 인접하는 'H_1' 의 $S_I(l)$평균값을 표현하면,

$$E[S_I(l)]_{g=0}=E[S_I(l)]_{g=-1}=\frac{3}{4}\alpha_{1l}\cos\theta_{1l} \quad (9)$$

정규화된 Z_{ci}의 분산을 표현하면,

$$Var[Z_{ci}]=\frac{L-1\Omega}{3M}+\frac{(K-1)L\rho\Omega}{3M}+\frac{1}{2M\gamma_c} \quad (10)$$

여기서 $\Omega=E[\alpha_{kl}^2]$이고, $\gamma_c=P_rT_c/N_0$로 chip당 신호대잡음비를 의미한다. Quadrature-phase 성분 Z_{si}의 통계도 같은 방법으로 얻어지며,

$$E[S_s(l)]_{g=0}=E[S_s(l)]_{g=-1}=\frac{3}{4}\alpha_{1l}(-\sin\theta_{1l}) \quad (11)$$

이고 정규화된 Z_{si}의 분산은 $Var[Z_{si}]=Var[Z_{ci}]$에 의해 주어진다. 결정 변수 $Z_i=Z_{ci}^2+Z_{si}^2$ 은 'H_1' 상태나 'H_0'상태 둘 중 하나를 나타내게 되며, 'H_1' 샘플로 결정되고α_{1l}이 chi-square 분포로 주어질 때

Z_i의 PDF를 표현하면[1][2],

$$f_{Z_i}(y|H_1) = \frac{1}{2\sigma_0^2}\exp(-\frac{m^2+y}{2\sigma_0^2})I_0(\frac{m\sqrt{y}}{\sigma_0^2}), y \geqq 0$$

(12)

여기서

$$\sigma_0^2 = Var[Z_{ci}] = Var[Z_{si}]$$
$$= \frac{(L-1)\Omega}{3M} + (\frac{(K-1)L\rho\Omega}{3M}) + (\frac{1}{2M\gamma_c})$$

(13)

m^2은 다중 경로 페이딩 채널에서 step size 가 $\frac{T_c}{2}$ 일 때 의 정규화 된 non-central metric 으로 $m^2 = \frac{9}{16}\alpha_{1l}^2$ 로 대신 할 수 있다[1]. 'H_0'샘플로 결정되고 central chi-square 분포로 주어질 때 Z_i의 PDF는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$f_{Z_i}(y|H_0) = \frac{1}{2\sigma_0^2}\exp(-\frac{y}{2\sigma_0^2}), y \geqq 0 \quad (14)$$

4. 직-병렬 혼합 획득

입력 코드 위상의 불확정 영역은 N_p과 N_s가 (코드길이Θ)일때 $M = \Theta/(N_p{}^* N_s)$길이를 가지는 부영역으로 나누어진다. N_p과 N_s는 각각 병렬탐색 수(N_1)와 직렬 획득 탐색의 수(=N_2) 로 묘사된다. 각 부코드에서 불확정영역의 코드 위상은 Δ의 스텝크기로 분리되었으며, 정규화 된 칩 주기는 T_c이다. 이 논문은 이중 적분 탐색(double dwell search)을 탐색모드와 확인모드에서 사용하였다.

첫 번째 dwell 에서의 검파 확률은

$$P_{d1} = \int_{\Xi_1}^{\infty} f(y|H_1)[\int_0^y f(x|H_0)dx]^{MN_p/\Delta - 1}dy \quad (15)$$

식(12),(14)를 치환하여 (15)에 대입하면,

$$P_{d1} = \sum_{i=0}^{MN_p/\Delta - 1}(-1)^i \binom{\frac{MN_p}{\Delta} - 1}{i}$$
$$\cdot \exp[-\frac{im^2}{2\sigma_0^2(1+i)}] \quad (16)$$
$$\cdot Q(\frac{\sqrt{\sigma_0^2 m^2}}{\sigma_0^4(1+i)}, \sqrt{\frac{\sigma_0^2(1+i)}{\sigma_0^4}})$$

여기서 Q(a,b)는 Marcum Q-function으로,

$$Q(a,b) = \int_b^{\infty} x\exp(\frac{x^2+a^2}{2})I_0(ax)dx$$ 로 정의된다. missing 확률 P_{m1}은 탐색 모드에서의 조건 확률이며

$$P_{m1} = \int_0^{\Xi_1} f(y|H_1)[\int_0^{\Xi_1} f(x|H_0)dx]^{MN_p/\Delta - 1}dy$$

(17)

이식을 수식(12), (15)로부터 유도하면,

$$P_{m1} = [1-\exp(-\frac{\Xi_1}{2\sigma_0^2})]^{MN_p/\Delta - 1}$$
$$\cdot [1 - Q(\frac{m}{\sigma_0}, \frac{\sqrt{\Xi_1}}{\sigma_0})] \quad (18)$$

'H_1'상태에 해당하는 오 경보 확률은

$$P_{f11} = 1 - P_{d1} - P_{m1} \quad (19)$$

'H_0'상태에 상응하는 오 경보 확률은

$$P_{f10} = \frac{MN_p}{\Delta}\int_{\Xi_1}^{\infty} f(y|H_0)[\int_0^y f(x|H_0)dx]^{MNp/\Delta}dy.$$

(20)

수식(20)을 치환하여 P_{f10}을 단순화 하면,

$$P_{f10} = 1 - [1-\exp(-\frac{\Xi_1}{2\sigma_0^2})]^{MN_p/\Delta} \quad (21)$$

확인모드에서 threshold Ξ_2를 사용할 때 검파 및 오 경보 확률은 다음과 같다.

$$p_{d2} = \int_{\Xi_2}^{\infty} f(x|H_1)dx = Q(\frac{m}{\sigma_0}, \frac{\sqrt{\Xi_2}}{\sigma_0}) \quad (22)$$

$$p_{f2} = \int_{\Xi_2}^{\infty} f(x|H_0)dx = \exp(-\frac{\Xi_2}{2\sigma_0^2}) \quad (23)$$

이중 적분 탐색을 사용한 전체 확률 (overall probabilities)은

$$P_D = P_{d1}P_{d2},\ P_{F1} = P_{f11}P_{f2},\ P_{F0} = P_{f10}P_{f2} \quad (24)$$

그림1에서 기능 천이 함수는 수식 (25)와 같이 유도할 수 있다.

$$H(z) = \frac{H_D(z)}{1-[H_M(z)+H_{F1}(z)H_R(z)][H_T(z)]^{N_s-1}}$$
$$\cdot \sum_{i=0}^{N_s}\frac{1}{N_s}[H_T(z)]^{N_s-i}$$
$$= \frac{H_D(z)1-[H_T(z)]^{N_s}}{1-[H_M(z)+H_{F1}(z)H_R(z)][H_T(z)]^{N_s}-1[1-H_T(z)]}$$
$$\cdot \frac{1}{N_s} \quad (25)$$

여 기 서 $H_T(z) = H_{NF}(z) + H_{F0}(z)H_R(z)$이 며 $H_{NF}(z)$와 $H_{F0}(z)$는 브랜치 게인에 상응하는 non-

오경보와 오경보 이며 각각 'H_0'상태에서 정의하면,

$$H_{NF}(z) = (1-P_{f0})z^T + P_{f10}z^T(1-P_{f2})z^{AT} \quad (26)$$

$$H_{F0}(z) = P_{f10}z^T P_{f2}z^{AT} = P_{F02}z^{(A+1)T} \quad (27)$$

다른 브랜치 게인은

$$H_D(z) = (P_{d1}z^T)(P_{d2}z^{AT}) = P_D z^{(A+1)T} \quad (28)$$

$$H_{F1}(z) = (P_{f11}z^T)(P_{f2}z^{AT}) = P_{F1}z^{(A+1)T} \quad (29)$$

$$H_M(z) = P_{m1}z^T + P_{d1}z^T(1-P_{d2})z^{AT} + P_{f11}z^T(1-P_{f2})z^{AT} \quad (30)$$

$H_R(z)$는 오경보 상태에서획득 시스템으로 들어오는 브렌치 게인으로 KT 페널티 타임이 적용되며, $H_R(z) = Z^{KT}$ 로 표현할 수 있다.

평균 획득 시간을 표현하면,

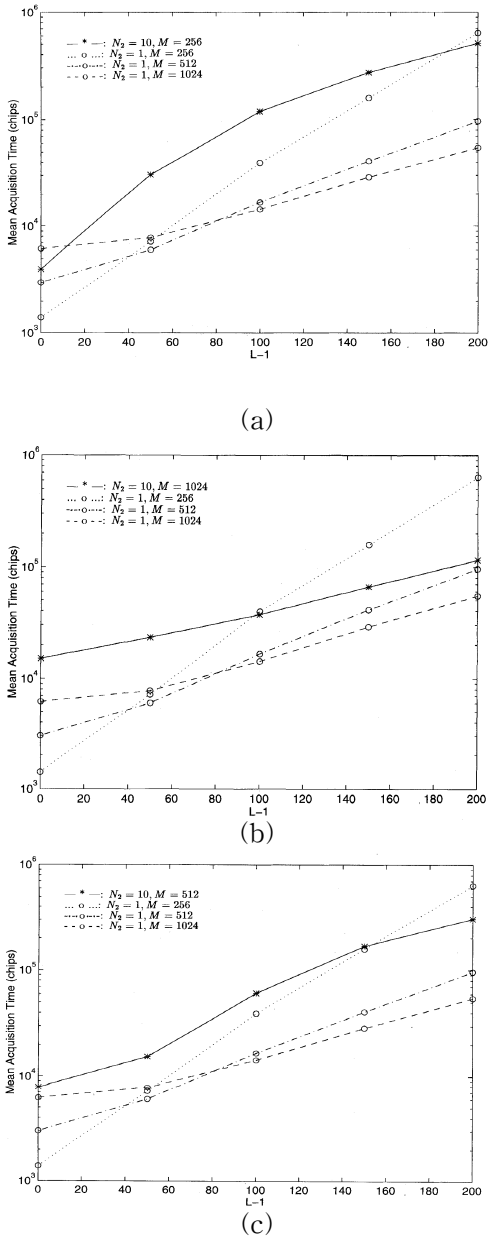
$$E[T_{acq}] = \frac{dH(z)}{dz} \mid_{z=1} = \frac{T}{P_D}[1 + A(1-P_{m1}) + KP_{F1} + (N_s-1)(1+KP_{F0}+AP_{f10})] \quad (31)$$

평균 획득 시간의 분산을 표현하면,

$$V[T_{acq}] = \frac{d^2H(z)}{dz^2} + \frac{dH(z)}{dz} - [\frac{dH(z)}{dz}]^2 \mid_{z=1} \quad (32)$$

5. 실험결과 및 결론

그림2는 사용자의 수 (L-1)의 함수로 칩의 평균 획득 시간을 SNR/chip 과 k 변수가 각각 -5와 0dB 이고 M이 a)256, b)512, c)1024 일 때를 선택하였다. $N_2 = 1$인 완전 병렬 획득과 $N_2 = 10$인 직-병렬 혼합획득 방식을 비교하여 분석하였다. 큰 M의 값이 선택되면 평균획득시간이 감소하며, $L-1 \geq 80$일때 M=1024 이면 최상의 성능을 보이고, M=256일때 최하의 성능을 나타내었다. MAI (multiple access interference)가 아닌 (L-1=0) 상황에서는 M값에 무관하게 직-병렬 혼합 동기 획득 보다 완전 병렬 획득 방식이 하드웨어의 복잡성은 증가하나 더 나은 성능을 보였으며, $L-1 \geq 100$인 MAI 환경에서는 완전병렬획득과 직-병렬 혼합 획득 방식간의 획득 시간차가 비선형적으로 M=256, 1024의 경우 감소하는 결과를 나타내었다. 실험결과에서 알 수 있듯이 제안된 직-병렬 혼합 획득은 완전 병렬 방식보다 수신기의 하드웨어 구조의 복잡성을 감소시키며 동일한 시간에 완전 직렬방식보다 더 나은 성능을 보임을 확인하였다.



(그림2) L-1 사용자 대 평균획득 시간

참고문헌

[1] L. Hanzo, L-L. Yang, E-L. Kuan, K. Yen "Single-and Multi-Carrier DS-CDMA" Wiley

[2] Proakis "Digital Communication" 3rd Ed. McGraw Hill

[3] A. Polyforos and C. L. Weber "A Unified Approach To Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Part 1,2" IEEE Trans. Commun., vol. Com-32, pp542-561, May 1984