[5C-42]

페이딩 환경에서 비동기식 동기추적 회로의 성능 분석

김영선, 박형래
한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부
spankeres@mail.hangkong.ac.kr, hrpark@mail.hangkong.ac.kr

Analysis of a Noncoherent Code Tracking Loop in Fading Environments

Young-Sun Kim, Hyung-Rae Park
School of Electronics, Telecommunications and Computer Engineering, Hankuk Aviation University

요 약

본 논문에서는 WCDMA 시스템을 위한 비동기식 동기추적 회로 (noncoherent code tracking loop)를 설계하고 AWGN 환경과 페이딩 환경에서 동기추적 성능을 해석한다. 먼저, AWGN 환경에서 지터분산을 펄스성형 필터 (pulse-shaping filter), 타이밍 오프셋 (timing offset), 신호 대 잡음비 (signal to interference ratio), 루우프 대역폭 (loop-bandwidth)에 대한 일반식으로 유도하고 페이딩 환경에서 지터 분산의 상한치 (upper bound)를 유도한다. 끝으로, WCDMA 순방향 링크의 CPICH 채널을 목표 신호로 설정하여 비동기식 동기추적 회로를 설계하고 AWGN 환경과 Rayleigh 페이딩 환경에서 지터 분산의 이론치와 시뮬레이션 결과를 비교, 분석한다.

I. 서론

효율적인 동기회로의 설계는 CDMA 시스템의 안정성 향상과 최적의 성능을 얻기 위해 매우 중요하다. 동기회로는 동기획득 (code acquisition) 회로와 동기추적(code tracking) 회로로 구성된다. 먼저, 동기획득 회로에 의해 1 PN 칩 오차 이내로 동기가 이루어지면 보다 정확한 동기를 맞추기 위하여 동기추적 회로가 동작하게 된다[1]. 동기추적 회로는 크게 동기식 동기추적회로와 비동기식 동기추적회로로 구별할 수 있으며 CDMA 시스템 에서는 두 방식 모두 주로 DLL(delay-locked loop) 구조로 설계된다. 한편, 대부분의 동기추적 회로의 해석에서는 펄스성형 필터 (pulse-shaping filter)를 실제 시스템에서 사용하는 필터와 다른 시간 제한 (time-limited) 필터로 가정함으로써 정확한 동기추적 성능을 얻을 수 없었으며[3][5], 채널환경도 주로 AWGN 환경을 고려하여 성능을 해석하였다. 본 논문에서는 WCDMA 시스템을 위한 비동기식 동기추적회로를 설계하고 AWGN 환경과 페이딩 환경에서 동기추적 성능을 해석한다. 먼저, AWGN 환경에서 지터 분산 (jitter variance)을 펄스성형 필터, 타이밍 오프셋, 신호 대 잡음비, 루우프 대역폭에 대한 일반식으로 유도한다. 또한, 페이딩에 의한 수신신호의 도플러 스펙트럼 폭이 루우프 필터에 비해 매우 작은 저속 페이딩 환경을 가정하여 지터 분산의 상한 값 (upper bound)을 유도한다. 끝으로, WCDMA 시스템의 CPICH (common pilot channel) 채널을 목표 시스템(target system)으로 설정하여 비동기식 동기추적 회로를 설계하고 AWGN 환경과 Rayleigh 페이딩 환경에서 지터 분산의 이론치와 시뮬레이션 결과를 비교한다.

II. 신호 모델 및 시스템 기술

WCDMA 순방향 링크에서 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r(t) = \alpha \sum_{j=1}^{N_u} \sqrt{\frac{E_c^{(j)}}{2}} \left\{ d_I^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_I(t) - d_Q^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_Q(t) \right\} \\ \times \cos(\omega_c t + \varphi) \\ - \alpha \sum_{j=1}^{N_u} \sqrt{\frac{E_c^{(j)}}{2}} \left\{ d_I^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_Q(t) + d_Q^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_I(t) \right\} \\ \times \sin(\omega_c t + \varphi) + n_I(t) \cos(\omega_c t) - n_Q(t) \sin(\omega_c t). \end{aligned} \quad (1)$$

위 식에서 I/Q 확산신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} d_X^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_Y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_{X,m}^{(j)} c_m^{(j)} s_{Y,m} h(t - mT_c) \\ X \in \{I, Q\}, \quad Y \in \{I, Q\}. \end{aligned} \quad (2)$$

$E_c^{(j)}$ 와 $C^{(j)}(t)$ 는 각각 j 번째 채널의 칩 에너지와 채널코드(channelization code)이고, $s_I(t)$ 와 $s_Q(t)$ 는 확산코드(spreading code)이다. $d_I(t)$ 와 $d_Q(t)$ 는 각각 I/Q 채널 데이터이고 N_u 는 채널의 수를 나타낸다. $n_I(t)$ 와 $n_Q(t)$ 는 I/Q 채널 가우시안 잡음으로서 각각의 분산은 I_0 로 주어지며 α 와 φ 는 각각 신호의 포락선과 위상을 나타낸다. 그림 1 은 CPICH 채널 신호의 복조기 블록 다이어그램이다. 그림에서 $H^*(f)$ 는 정합필터(matched filter)의 전달 함수의 complex conjugate 를 나타낸다.