

WCDMA 시스템을 위한 판정궤환 동기식 동기추적 회로의 설계 및 성능분석

정회원 박형래*, 준회원 양연실**, 학생회원 김영선*, 정회원 김창주***

Design and Performance Analysis of a Decision-Feedback Coherent Code Tracking Loop for WCDMA Systems

Hyung-Rae Park* *Regular Member*, Yeon-Sil Yang** *Associate Member*,
Young-Sun Kim* *Student Member*, Chang-Ju Kim*** *Regular Member*

요약

본 논문에서는 WCDMA 시스템을 위한 판정궤환 동기식 동기추적 회로 (decision-feedback coherent code tracking loop)를 설계하고 AWGN 환경과 페이딩 환경에서 위상 에러와 심볼 에러의 영향을 고려하여 지터 분산을 해석한다. 먼저, AWGN 환경에서의 지터 분산을 위상 에러와 비트 오류를 포함하여 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 DPCH 프레임 포맷 #13을 목표 시스템(target system)으로 설정하여 2차 동기식 동기추적 회로를 설계하고 AWGN 환경과 Rayleigh 페이딩 환경에서 지터 분산의 이론치와 시뮬레이션 결과를 비교, 분석한다.

Key Words : Code tracking, WCDMA, Jitter variance

ABSTRACT

In this paper, a decision-feedback coherent code tracking loop is designed for WCDMA systems and its performance is analyzed in terms of jitter variance considering the effect of phase and symbol estimation errors for both AWGN and fading environments. An analytical closed-form formula for jitter variance is first derived for AWGN environments as a function of a pulse-shaping filter, timing offset, signal-to-interference ratio, and loop bandwidth while involving the phase estimation error and bit error rate, and the upper bound of jitter variance is derived for fading environments. Finally a second-order coherent code tracking loop is designed with the DPCH frame format #13 of the WCDMA forward link selected as a target system, and its performance is evaluated by the closed-form formula and compared with the simulation results for both AWGN and Rayleigh fading environments.

1. 서론

CDMA 시스템은 기존의 대역확산 시스템과 마찬가지로 송,수신기 사이의 동기가 정확히 일

치할 경우에만 올바르게 동작하며 따라서, 효율적인 동기회로의 설계는 CDMA 시스템의 안정성 향상과 최적의 성능을 얻기 위해 매우 중요하다[1],[2]. 일반적으로 동기회로는 동기획득

* 한국항공대학교 대학원 정보통신공학과 (hrpark@mail.hankong.ac.kr, spankeres@mail.hankong.ac.kr)

** 삼성전자 네트워크 사업부 (ysyang@mail.hankong.ac.kr)

*** 한국전자통신연구소

논문번호 : 040093-0226, 접수일자 : 2004년 2월 26일

(code acquisition) 회로와 동기추적 (code tracking) 회로로 구성된다. 먼저, 동기획득 회로에 의해 1 PN 칩의 오차 이내로 동기가 이루어지면 보다 정확한 동기를 맞추기 위하여 동기추적 회로가 동작하게 된다.

지금까지의 CDMA 시스템에서는 주로 DLL (delay-locked loop) 방식의 비동기식 동기추적 회로 (noncoherent code tracking loop)가 사용되었으나[2]-[6] 최근 들어 동기방식의 WCDMA 시스템이 IMT-2000 시스템으로 각광을 받으면서 판정제한 동기식 동기추적 회로 (decision-feedback coherent code tracking loop)가 주목을 받게 되었다[7]-[10]. 한편, 대부분의 동기식 동기추적 회로의 해석에서는 펄스 성형 필터 (pulse-shaping filter)를 실제 CDMA 시스템에서 사용하는 필터와 다른 이상적인 시간 제한 (time-limited) 필터로 가정함으로써 이론적인 성능과 시뮬레이션 결과의 차이가 클 뿐 아니라[7],[8] 위상 에러의 영향을 고려하지 않음으로써 정확한 동기추적 성능을 얻을 수 없었다[7]-[9]. 실제로, 판정제한 동기식 동기추적 회로에서 위상 에러는 입력신호의 레벨뿐만 아니라 루우프 대역폭에도 영향을 미치므로 동기 성능을 정확하게 해석하기 위해서는 위상 에러의 영향을 고려하여야 한다.

본 논문에서는 root-raised cosine 필터를 펄스성형 필터로 설정하여 WCDMA 단말기를 위한 판정제한 동기식 동기추적 회로를 설계하고 위상 에러와 심볼 에러의 영향을 고려하여 AWGN 환경과 페이딩 환경에서 동기추적 회로의 성능을 해석한다. 먼저, AWGN 환경에서 지터 분산 (jitter variance)을 위상 에러와 비트 오류를 포함하여 펄스성형 필터, 타이밍 오프셋, 신호 대 잡음비, 루우프 대역폭에 대한 일반식으로 유도한다. 한편, 위상검출기의 출력 (phase detector output)은 대역폭이 작은 루우프 필터 (loop filter)에 의해 저역 필터링되므로 시간에 따라 평균화 (time-average)되며 따라서 페이딩 환경에서는 단말기의 속도가 지터 분산에 영향을 미치게 된다. 본 논문에서는 페이딩에 의한 수신신호의 도플러 스펙트럼 폭이 루우프 필터에 비해 극히 작은 저속 페이딩 환경을 가정하여 지터 분산을 유도한다. 실제 페이딩 환경에서는 위상검출기 출력의 시간 평균화

를 무시할 수 없으므로 유도된 지터 분산은 페이딩 환경에서의 상한 값 (upper bound)에 해당한다고 할 수 있다. 끝으로, WCDMA 순방향 링크에서 DPCH (dedicated physical channel) 채널의 프레임 포맷 #13을 목표 시스템 (target system)으로 설정하여 동기식 동기추적 회로를 설계하고 AWGN 환경에서 위상 에러와 심볼 에러가 지터 분산에 미치는 영향을 분석한다. 또한, Rayleigh 페이딩 환경에서 속도에 따른 지터 분산의 변화를 시뮬레이션을 통해 분석한다.

II. 신호 모델 및 시스템 기술

1. 신호 모델과 복조기 출력의 통계적 해석

WCDMA 순방향 링크에서 각 채널은 QPSK 데이터 변조와 복소 확산 (complex spreading)의 변조 형태를 취하며 따라서, 기지국에서의 송신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다[11].

$$s(t) = \sum_{j=1}^N \sqrt{P^{(j)}/2} \{ d_I^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_I(t) - d_Q^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_Q(t) \} \times \cos(\omega_c t) - \sum_{j=1}^N \sqrt{P^{(j)}/2} \{ d_I^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_Q(t) + d_Q^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_I(t) \} \times \sin(\omega_c t). \quad (1)$$

위 식에서 I/Q 확산신호는 다음과 같이 주어진다.

$$d_X^{(j)}(t) c^{(j)}(t) s_Y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_X^{(j)} \lfloor m \rfloor_{N_{SF}} c_m^{(j)} s_{Y,S} h(t - mT_c) \\ X \in \{I, Q\}, Y \in \{I, Q\}, \lfloor m \rfloor_{N_{SF}} \triangleq \text{int}(m / N_{SF}). \quad (2)$$

식(1)과 식(2)에서 식 $P^{(j)}$ 와 $c^{(j)}(t)$ 는 각각 j 번째 채널의 신호전력과 채널코드 (channelization code)이고 $d_I^{(j)}(t)$ 와 $d_Q^{(j)}(t)$ 는 각각 I/Q 채널 데이터이다. 또한, $s_I(t)$ 와 $s_Q(t)$ 는 확산코드 (scrambling code), N_{SF} 는 확산계수 (spreading factor)이며 $h(t)$ 는 펄스성형 필터 (pulse-shaping filter)의 임펄스 응답 (impulse response)이다. 따라서 단말기에서의 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \alpha \sum_{j=1}^N \sqrt{P^{(j)}}/2 \{ d_1^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_I(t) - d_2^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_Q(t) \} \\
 & \times \cos(\omega_c t + \varphi) \\
 & - \alpha \sum_{j=1}^N \sqrt{P^{(j)}}/2 \{ d_1^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_Q(t) + d_2^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_I(t) \} \\
 & \times \sin(\omega_c t + \varphi) \\
 & + n_I(t) \cos(\omega_c t) - n_Q(t) \sin(\omega_c t). \quad (3)
 \end{aligned}$$

위 식에서 $n_I(t)$ 와 $n_Q(t)$ 는 I/Q 채널 가우시안 잡음으로서 각각의 전력은 I_0W 로 주어지며 이때 $W=1/T_c$ 는 신호의 대역폭을 나타낸다. 또한, α 와 φ 는 각각 신호의 포락선과 위상을 나타낸다. 그림 1은 j -번째 DPCH 채널을 복조하기 위한 블록 다이어그램을 나타낸 것이다.

화할 수 있다. 본 논문에서는 WCDMA 시스템에서와 같이 roll-off factor가 $\beta=0.22$ 인 root-raised cosine 필터를 사용하며 이 경우 $R(\tau)$ 는 다음과 같다.

$$R(\tau) = \frac{\sin(\pi\tau)}{\pi\tau} \frac{\cos(\pi\beta\tau)}{1-(2\beta\tau)^2}. \quad (6)$$

식 (4)에서 $n_{I,k}$ 와 $n_{Q,k}$ 는 각각 독립적인 가우시안 랜덤 변수로 모델링 할 수 있으며 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$E[n_{j,k}^2|\hat{\alpha}] = E[n_{Q,k}^2|\hat{\alpha}] = \frac{\hat{\alpha}^2 N_{SF} I_0}{4}. \quad (7)$$

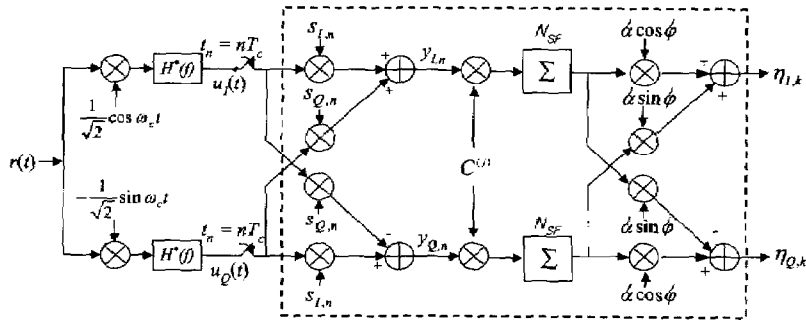


그림 1. j -번째 DPCH 채널의 복조를 위한 블록 다이어그램

그림 1에서 타이밍 에러가 τ 인 경우, I/Q 복조기 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 n_{I,k} &= \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{SF} \sqrt{E_c} R(\tau) \{ d_{I,k} \cos \Delta\varphi - d_{Q,k} \sin \Delta\varphi \} + n_{I,k} \\
 n_{Q,k} &= \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{SF} \sqrt{E_c} R(\tau) \{ d_{Q,k} \cos \Delta\varphi + d_{I,k} \sin \Delta\varphi \} + n_{Q,k}. \quad (4)
 \end{aligned}$$

위 식에서 E_c 는 칩당 에너지, $\hat{\alpha}$ 은 포락선의 추정치, $\Delta\varphi$ 는 위상 오차, k 는 심볼 지수 (symbol index)를 나타내며 편의상 칩자 j 는 생략하였다. 또한, $R(\tau)$ 는 펄스성형 필터의 임펄스 응답과 정합필터의 임펄스 응답의 컨볼루션 (convolution)이며 다음과 같이 쓸 수 있다[1],[6].

$$R(\tau) = h(\tau) * h(-\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cos(2\pi f_c \tau) df. \quad (5)$$

일반적으로 펄스성형 필터는 $R(0)=1$ 로 정규

2. 시스템 기술

그림 2는 기저대역에서 동작하는 동기식 동기추적 회로의 기본 개념을 나타낸 것이다. 수신된 신호는 먼저 기저대역으로 주파수 하향 변환 (frequency down-conversion)된 후 신호대 잡음비를 최대로 하기 위해 정합필터를 이용하여 저역 필터링 한다. I/Q 채널의 기저대역 신호는 일반적으로 칩율 (chip rate)의 4배 혹은 8배로 샘플링 된다. 전진, 지연 샘플들은 각각 전진/지연 샘플 처리기 (early/late sample processing unit)를 통과하며 내부 구조는 그림 1

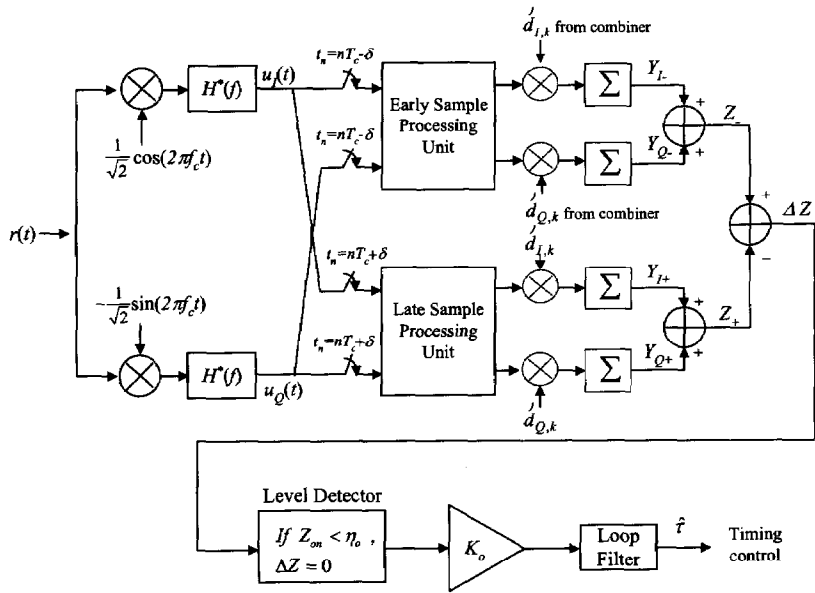


그림 2. 기저대역 판정제한 동기식 동기추적 회로의 기본 개념

에서 점선으로 표시된 블록과 동일하다. 각각의 샘플 처리기의 출력은 신호결합기 (combiner)로부터 제한된 심볼의 추정치 \hat{d}_I 와 \hat{d}_Q 을 이용하여 데이터 성분이 제거된다. 한편, 페이딩 환경에서는 입력신호의 레벨 변화가 크기 때문에 신호 레벨 판정기 (level detector)를 두어 on-time 신호의 에너지 Z_{om} 이 설정된 판정 임계치 (decision threshold) η_0 보다 클 경우에만 동기추적 회로가 동작하도록 설계한다. 그림 2에서 K_0 와 $\hat{\tau}$ 은 각각 VCO의 이득과 추정된 타이밍 오차를 나타낸다. 먼저, ΔZ 를 VCO 이득으로 크기 조정된 후 루우프 필터를 통해 저역 필터링한다. 루우프 필터의 출력은 타이밍 오차의 추정치에 해당하는데, 이 루우프 필터의 출력에 따라 세 개의 샘플 시퀀스 (early, late, and on-time samples)를 위한 데시메이션 점들 (decimation points)이 갱신된다.

III. 동기식 동기추적회로의 성능 해석

1. 위상검출기 출력의 통계적 해석

그림 2로부터 전진, 지연 복조기 출력을 다음과 같이 모델링 할 수 있다.

$$Y_{I-} = \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{SF} \sqrt{E_c} R(\tau - \delta) \times \sum_{k=1}^{N_s} \{ \hat{d}_{I,k} \hat{d}_{I,k} \cos \Delta \phi - \hat{d}_{Q,k} \hat{d}_{I,k} \sin \Delta \phi \} + n_{I-}$$

$$Y_{Q-} = \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{SF} \sqrt{E_c} R(\tau - \delta) \times \sum_{k=1}^{N_s} \{ \hat{d}_{Q,k} \hat{d}_{Q,k} \cos \Delta \phi + \hat{d}_{I,k} \hat{d}_{Q,k} \sin \Delta \phi \} + n_{Q-} \quad (8)$$

$$Y_{I+} = \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{SF} \sqrt{E_c} R(\tau + \delta) \times \sum_{k=1}^{N_s} \{ \hat{d}_{I,k} \hat{d}_{I,k} \cos \Delta \phi - \hat{d}_{Q,k} \hat{d}_{I,k} \sin \Delta \phi \} + n_{I+}$$

$$Y_{Q+} = \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{SF} \sqrt{E_c} R(\tau + \delta) \times \sum_{k=1}^{N_s} \{ \hat{d}_{Q,k} \hat{d}_{Q,k} \cos \Delta \phi + \hat{d}_{I,k} \hat{d}_{Q,k} \sin \Delta \phi \} + n_{Q+} \quad (9)$$

위 식에서 N_s 는 한 슬롯 내의 I/Q 심볼 수를, δ 는 타이밍 오프셋을 나타낸다. 또한, 잡음의 분산은 각각 $\hat{\alpha}^2 N_{SF} N_s I_0 / 4$ 로 주어진다. 식(8)과 (9)를 이용하여 Z_- 와 Z_+ 는 각각 다음의 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Z_- &\equiv Y_{I,-} + Y_{Q,-} \\
 &= \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{sf} \sqrt{E_c} R(\tau - \delta) \\
 &\quad \times \sum_{k=1}^{N_s} \left\{ (d_{I,k} \hat{d}_{I,k} + d_{Q,k} \hat{d}_{Q,k}) \cos \Delta \varphi + (d_{I,k} \hat{d}_{Q,k} - d_{Q,k} \hat{d}_{I,k}) \sin \Delta \varphi \right\} \\
 &\quad + n_{I,-} + n_{Q,-}. \tag{10}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z_+ &\equiv Y_{I,+} + Y_{Q,+} \\
 &= \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{sf} \sqrt{E_c} R(\tau + \delta) \\
 &\quad \times \sum_{k=1}^{N_s} \left\{ (d_{I,k} \hat{d}_{I,k} + d_{Q,k} \hat{d}_{Q,k}) \cos \Delta \varphi + (d_{I,k} \hat{d}_{Q,k} - d_{Q,k} \hat{d}_{I,k}) \sin \Delta \varphi \right\} \\
 &\quad + n_{I,+} + n_{Q,+}. \tag{11}
 \end{aligned}$$

따라서, 위상검출기 출력 ΔZ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 \Delta Z &\equiv Z_+ - Z_- \\
 &= \frac{1}{2} \alpha \hat{\alpha} N_{sf} \sqrt{E_c} \{ R(\tau - \delta) - R(\tau + \delta) \} \\
 &\quad \times \sum_{k=1}^{N_s} \left\{ (d_{I,k} \hat{d}_{I,k} + d_{Q,k} \hat{d}_{Q,k}) \cos \Delta \varphi + (d_{I,k} \hat{d}_{Q,k} - d_{Q,k} \hat{d}_{I,k}) \sin \Delta \varphi \right\} \\
 &\quad + n_{I,+} + n_{Q,+} - n_{I,-} - n_{Q,-}. \tag{12}
 \end{aligned}$$

한편, $\hat{\alpha} \approx \alpha$ 라고 가정하면 ΔZ 의 평균은 다음과 같이 주어진다.

$$E[\Delta Z | \alpha] = \frac{1}{2} \alpha^2 N \sqrt{E_c} \{ R(\tau - \delta) - R(\tau + \delta) \} M(\tau) \overline{\cos \Delta \varphi}. \tag{13}$$

위 식에서 $N = N_s N_{sf}$ 이고 $M(\tau)$ 는 다음과 같다.

$$M(\tau) = E[d_I \hat{d}_I + d_Q \hat{d}_Q] = 2(1 - 2P_e). \tag{14}$$

P_e 는 채널복호 (channel decoding) 이전의 비트 오류율을 나타낸다. 또한, $\overline{\cos \Delta \varphi}$ 는 $\cos \Delta \varphi$ 의 평균치를 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$\overline{\cos \Delta \varphi} = \int_{-\pi}^{\pi} \cos \Delta \varphi \cdot f_{\Delta \varphi | \alpha}(\Delta \varphi | \alpha) d\Delta \varphi. \tag{15}$$

위 식에서 $f_{\Delta \varphi | \alpha}(\Delta \varphi | \alpha)$ 는 $\Delta \varphi$ 의 확률밀도함수이며 WCDMA DPCH 채널의 경우 $f_{\Delta \varphi | \alpha}(\Delta \varphi | \alpha)$ 는 다음과 같다[11],[13].

$$\begin{aligned}
 f_{\Delta \varphi | \alpha}(\Delta \varphi | \alpha) &= \frac{\exp\{-2LN_p(\alpha^2 E_b / I_o)\}}{2\pi} \\
 &\quad + \sqrt{\frac{LN_p(\alpha^2 E_b / I_o)}{2\pi}} \cos \Delta \varphi \\
 &\quad \times \exp\{-2LN_p(\alpha^2 E_b / I_o) \sin^2 \Delta \varphi\} \\
 &\quad \times \left[1 + \operatorname{erf} \left\{ \sqrt{2LN_p(\alpha^2 E_b / I_o)} \cos \Delta \varphi \right\} \right]. \tag{16}
 \end{aligned}$$

여기서 E_b 는 채널코딩 이후의 비트 에너지를 나타내며 $E_b = N_{sf} E_c / 2$ 로 주어진다. 또한, L 은 채널추정 성능을 향상시키기 위해 moving average에 적용된 슬롯의 수를, N_p 는 한 슬롯 내의 I/Q 파일럿 심볼 수를 나타낸다. 식(12)로부터 ΔZ 의 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 \operatorname{var}(\Delta Z | \alpha) &= E \left[(\Delta Z - E[\Delta Z | \alpha])^2 \right] \\
 &= E \left[\left\{ \begin{aligned} &\mu \cdot \sum_{k=1}^{N_s} \left\{ (d_{I,k} \hat{d}_{I,k} + d_{Q,k} \hat{d}_{Q,k}) \cos \Delta \varphi \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + (d_{I,k} \hat{d}_{Q,k} - d_{Q,k} \hat{d}_{I,k}) \sin \Delta \varphi \right\} \right. \\ &\left. - \mu N_s M(\tau) \overline{\cos \Delta \varphi} + n_{I,+} + n_{Q,+} - n_{I,-} - n_{Q,-} \right\}^2 \right]. \tag{17}
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

여기서, $\mu = \frac{1}{2} \alpha^2 N_{sf} \sqrt{E_c} \{ R(\tau - \delta) - R(\tau + \delta) \}$ 이다. 한편, $\tau \approx 0$ 에서 $\mu = 0$ 이므로 분산은 다음과 같이 주어지며

$$\operatorname{var}(\Delta Z | \alpha) = E \left[(n_{I,+} + n_{Q,+} - n_{I,-} - n_{Q,-})^2 \right] \tag{18}$$

정리하면 다음과 같다.

$$\operatorname{var}(\Delta Z | \alpha) = \alpha^2 N I_o \{ 1 - R(2\delta) \}. \tag{19}$$

2. 지터 분산 (Jitter Variance)의 해석

정상상태 지터 분산 (steady-state jitter variance)을 유도하기 위해서 그림 3과 같이 동기추적 회로를 선형 등가회로로 모델링 한다 [1],[6].

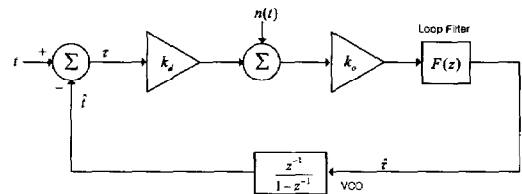


그림 3. 동기추적 회로의 선형 등가모델

그림에서 $F(z)$ 는 부우프 필터의 전달함수를 나타내며 $n(t)$ 는 부가 잡음으로서 잡음의 분산 V_n 은 식(19)의 $\operatorname{var}(\Delta z | \alpha)$ 와 같다. 또한, 위상검출기의 이득은 $K_d = \alpha^2 N (\sqrt{E_c} / 2) \kappa \cdot \overline{\cos \Delta \varphi} \cdot M(0)$ 로 주어지며 κ 는 $\tau \approx 0$ 에서의 에러추정 신호 (error metric signal) $G(\tau) \equiv R(\tau - \delta) - R(\tau + \delta)$ 의

기울기를 나타낸다. 그림 3으로부터 동기추적 회로의 폐회로 전달함수 (closed-loop transfer function)는 다음과 같이 주어진다.

$$H(z) = \frac{\hat{i}(z)}{i(z)} = \frac{K_o K_d F(z) z^{-1}}{1 - \{1 - K_o K_d F(z)\} z^{-1}} \quad (20)$$

한편, 위상검출기 출력의 잡음 성분은 주파수적으로 일양 (uniform)하다고 가정할 수 있으므로 지터 분산은 다음의 식으로 표현된다 [6],[12].

$$\text{var}(\tau|\alpha) = \frac{2V_o}{\left\{ \frac{1}{2} \alpha^2 N \sqrt{E_c} \kappa^2 \cos \Delta \phi \cdot M(0) \right\}^2} \times B_{L\alpha} \quad (21)$$

이때, $B_{L\alpha}$ 은 루우프 대역폭으로서 다음의 식으로 정의되며[1],[12]

$$B_{L\alpha} = \frac{1}{2} \int_{\gamma} H(z) H(z^{-1}) \frac{dz}{j2\pi z} \quad (22)$$

위 식에서 c 는 폐곡선 적분 (contour integral)을 의미한다. 앞서 정의된 V_o 를 이용하여 정상상태의 지터 분산을 위상추정 오차와 비트오율을 포함하여 E_b/I_o , 필터성형 필터, 타이밍 오프셋, 루우프 대역폭에 따른 함수로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{var}(\tau|\alpha) = \frac{4\{1 - R(2\delta)\}}{N_s (\alpha^2 E_b/I_o) \kappa^2 \cos \Delta \phi \cdot M^2(0)} \times B_{L\alpha} \quad (23)$$

위 식에서 $E_b = N_{sr} E_c / 2$ 로 주어지며 N_s 는 한 슬롯 내의 I/Q 심볼 수를 나타낸다. 또한, $M(0)$ 는 다음과 같이 주어진다. 즉,

$$M(0) = 2 \left[1 - 2Q \left(\sqrt{2\alpha^2 E_b/I_o \cos \Delta \phi} \right) \right] \quad (24)$$

이며 $Q(x)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2/2) du, \quad x > 0. \quad (25)$$

AWGN 환경에서는 식(23)에 $\alpha^2=1$ 을 대입하여 지터 분산을 구할 수 있다.

한편, 페이딩 환경에서는 페이딩이 매우 천천히 변한다고 가정할 경우 즉, 복조기 출력의 도플러 스펙트럼 폭이 루우프 대역폭에 비해 훨씬 작을 경우 ($f_m T_d \ll B_L$, f_m : maximum Doppler frequency) 지

터 분산은 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$\text{var}(\tau) \approx \int_{-\infty}^{\infty} \text{var}(\tau|\alpha) f_{\alpha}(\alpha) d\alpha. \quad (26)$$

위 식에서 $f_{\alpha}(\alpha)$ 는 α 의 확률밀도함수를, α 는 동기추적 회로의 임계치를 각각 나타낸다. 한편 고속 페이딩의 경우는 위상검출기의 출력이 루우프 필터에 의해 시간 평균화 (time-average)되므로 지터 분산은 식(23)에 α^2 대신 $E[\alpha^2]$ 을 대입하여 근사화할 수 있다. 반면, 저속 페이딩의 경우는 루우프 필터에 의한 시간 평균화 현상이 약해지므로 순시 신호 레벨에 의해 결정되는 지터 분산을 α 에 대해 통계적 평균 (statistical average)을 취함으로써 근사식을 유도할 수 있다. 그러나 저속 페이딩 환경에서도 위상검출기 출력의 시간 평균화 현상을 완전히 무시할 수는 없으므로 실제의 지터 분산은 식(26)의 이론치 보다는 작게 된다. 즉, 식(26)은 페이딩 환경에서 지터 분산의 상한 값 (upper bound)이라고 할 수 있다.

IV. 동기추적회로의 설계 및 시뮬레이션

1. 루우프 대역폭의 해석

이 장에서는 III장에서 유도된 이론에 근거하여 2차 동기추적 회로를 설계하며 설계된 동기추적 회로의 성능을 이론적으로 해석하고 시뮬레이션을 통해 검증한다. 루우프 필터는 1차 능동필터를 사용하며 전달함수는 다음과 같다 [6],[14],[15].

$$F(z) = C_1 + \frac{C_2}{1 - z^{-1}}. \quad (27)$$

위 식을 식(20)에 대입하면 $H(z)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$H(z) = \frac{K_o K_d z^{-1} \{C_1 + C_2 - C_1 z^{-1}\}}{1 - \{2 - K_o K_d (C_1 + C_2)\} z^{-1} + (1 - C_1 K_o K_d) z^{-2}} \quad (28)$$

식 (28)에 bilinear transform을 취한 후 애널로그 전달함수와 비교하면 루우프 필터 계수 C_1 과 C_2 를 damping factor ξ 와 normalized natural frequency $\omega_n T_d$ 의 함수로 표현할 수 있다[6]. 즉,

$$C_1 = \frac{1}{K_o K_d} \frac{8\xi\omega_n T_d}{4 + 4\xi\omega_n T_d + (\omega_n T_d)^2} \quad (29)$$

$$C_2 = \frac{1}{K_o K_d} \frac{4(\omega_n T_d)^2}{4 + 4\xi\omega_n T_d + (\omega_n T_d)^2} \quad (30)$$

식 (29)과 (30)을 이용하여 ξ , $\omega_n T_d$, $K_o K_d$ 가 주어졌을 때 루우프 필터를 설계할 수 있다. 반면, 루우프 필터 계수 C_1 , C_2 와 VCO 이득 K_o 가 주어졌을 때 damping factor ξ 와 normalized natural frequency $\omega_n T_d$ 는 식(29)와 (30)으로부터 다음과 같이 주어진다.

$$\omega_n T_d = \left\{ \frac{4\gamma C_2}{4 - \gamma(2C_1 + C_2)} \right\}^{1/2} \quad (31)$$

$$\xi = \left[\frac{C_1^2 \gamma}{C_2 \{4 - \gamma(2C_1 + C_2)\}} \right]^{1/2} \quad (32)$$

이때, VCO 이득을 $K_o = 1/(N\sqrt{E_c} \kappa)$ 이라고 설정하면, $\gamma = K_o K_d = \alpha^2 M(0) \cos \Delta\phi / 2$ 이 되며 일반적으로 $C_1 \gg C_2$ 이므로, 이를 이용하여 정리하면 루우프 대역폭은 다음과 같다 [14],[15].

$$B_{loop} = \frac{1}{2} \omega_n T_d \left(\xi + \frac{1}{4\xi} \right) \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{\gamma C_1}{2 - \gamma C_1} + \frac{1}{4} \frac{C_2}{C_1}, & \gamma < \frac{1}{C_1} \\ 0.5, & \gamma \geq \frac{1}{C_1} \end{cases} \quad (33)$$

식(33)을 식(23)에 대입하면 최종 지터 분산을 얻을 수 있다.

2. 동기추적 회로의 설계 및 성능 분석

앞에서 고찰한 이론을 바탕으로 WCDMA 순방향 링크의 DPCH 프레임 포맷 #13을 목표 시스템으로 설정하여 2차 동기추적 회로를 설계한다. 먼저, 동기추적 회로는 매 슬롯마다 한 번씩 타이밍이 갱신되도록 설계하였으며 따라서 타이밍 갱신 주기 (timing-update interval)는 $T_d = 0.667 \text{ ms}$ 이 된다. VCO 이득은 $K_o = 1/(N\sqrt{E_c} \kappa)$ 로 설정하였으며 따라서 AWGN 환경에서 위상 에러와 심볼 에러가 없다고 가정할 경우 $K_o K_d = 1$ 이 된다. 또한, 타이밍 에러의 과도응답 특성과 지터 분

산을 고려하여 AWGN 환경에 대해 $\omega_n T_d$ 는 0.04 혹은 0.08로, damping factor ξ 는 0.707로 설정하였으며 이 때, 루우프 필터의 계수는 $\omega_n T_d = 0.04$ 인 경우 ($C_1 = 0.055$, $C_2 = 1.56 \times 10^{-4}$), $\omega_n T_d = 0.08$ 인 경우는 ($C_1 = 0.107$, $C_2 = 6.0 \times 10^{-3}$)으로 주어진다. 시뮬레이션시 지터분산은 7.5×10^5 번 반복수행을 통해 구한다. 먼저, 동기추적 회로의 타이밍 오프셋을 결정하기 위해 $\delta = 0.25 T_c$ 인 경우와 $\delta = 0.5 T_c$ 인 경우에 대해 지터 분산을 비교한다. S-curve의 기울기는 $\delta = 0.25 T_c$ 인 경우는 $\kappa = 1.546$, $\delta = 0.5 T_c$ 인 경우에는 $\kappa = 2.547$ 로 각각 주어진다. 그림 4는 AWGN 환경에서 심볼 에러와 위상 에러가 없는 이상적인 경우를 가정하여 타이밍 오프셋이 각각 $0.25 T_c$ 와 $0.5 T_c$ 일 때의 이론적인 성능을 비교한 것이다. 그림에서 실선으로 표시된 곡선은 $\delta = 0.5 T_c$ 인 경우에 해당하고 점선으로 표시된 곡선은 $\delta = 0.25 T_c$ 에 해당한다. 그림으로부터 동기식 동기추적 회로의 경우 타이밍 오프셋에 따른 성능의 차이는 거의 없음을 알 수 있다. 그러나 $\delta = 0.5 T_c$ 일 때 동기추적 회로의 동작 범위 (pull-in range)가 $\delta = 0.25 T_c$ 일 경우 보다 조금 더 크므로 본 논문에서는 성능 분석시 $\delta = 0.5 T_c$ 로 설정한다.

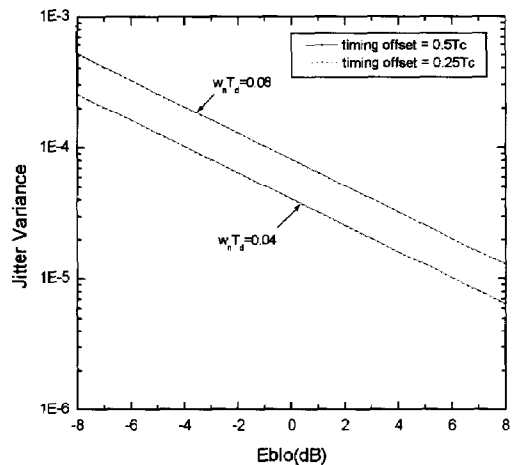


그림 4. AWGN 환경에서 타이밍 오프셋에 따른 동기추적 회로의 이론적인 성능 비교

그림 5는 AWGN 환경에서 $\delta = 0.5 T_c$ 이고 $\omega_n T_d$

가 0.04 혹은 0.08 일 때 위상 에러와 심볼 에러가 없는 이상적인 경우를 가정하여 지터 분산의 이론치와 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. 그림에서 AWGN 환경에서 이상적인 경우에는 지터 분산의 이론치와 시뮬레이션 결과가 정확히 일치함을 알 수 있다.

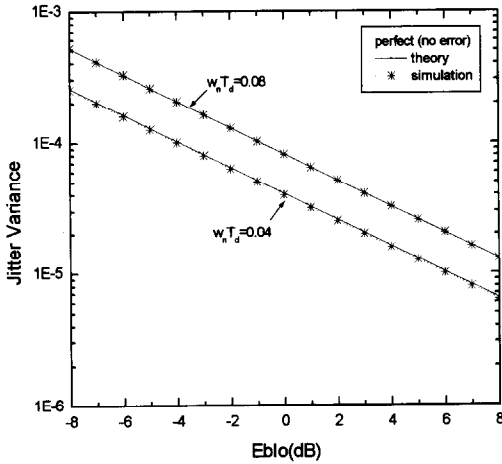


그림 5. AWGN 환경에서 이상적인 경우 이론치와 시뮬레이션 결과의 비교

그림 6은 AWGN 환경에서 $\omega_n T_d = 0.08$, $\delta = 0.5T_c$ 일 때 지터 분산의 이론치와 시뮬레이션 결과를 세 가지 경우 즉, 1) 이상적인 경우, 2) 위상 에러만 포함한 경우, 3) 위상 및 심볼 에러를 포함한 경우에 대해 각각 비교한 것이다. 먼저, 위상 에러와 심볼 에러가 없는 이상적인 경우에는 이론치와 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 알 수 있다. 또한, 위상 에러나 심볼 에러를 포함하는 경우에도 실제 동기추적 회로가 동작하는 신호레벨 ($E_b/I_o > 0\text{dB}$)에서는 이론치와 시뮬레이션 결과가 거의 일치하며 신호레벨이 매우 작은 영역에서도 대략 1 dB 이내의 오차를 보임을 알 수 있다. 그림에서 실제 동기추적 회로가 동작하는 신호레벨 ($E_b/I_o > 0\text{dB}$)에서는 위상 에러와 심볼 에러에 의한 동기추적 성능의 저하가 매우 작음을 알 수 있으며 전반적으로 위상 에러 보다 심볼 에러에 의한 성능 저하가 더 큼을 알 수 있다. 그러나, 실제의 경우 심볼 추정은 신호결합기 (combiner)로부터 궤환되므로 심볼 에러에 의한 성능 저하는 그림에서 나타난 결과보다 훨씬 줄어들게 된다.

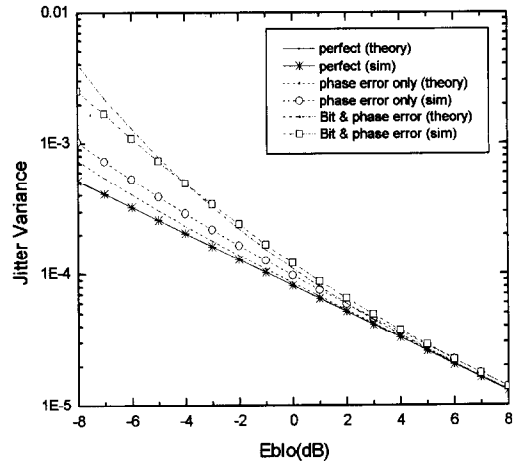


그림 6. AWGN 환경에서 위상 에러와 심볼 에러를 고려한 경우의 지터 분산 ($\omega_n T_d = 0.08$, $MA = 1$).

그림 7은 AWGN 환경에서 $\omega_n T_d = 0.08$ 일 때 moving average (MA)에 따른 동기추적 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 실선은 심볼 에러만을 포함하는 경우 즉, 위상 에러가 없는 경우의 이론치를 나타내며 점선으로 표시된 곡선들은 위상 에러와 심볼 에러를 모두 포함하는 경우의 이론치와 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 그림으로부터 두 슬롯 동안 moving average를 취하여 채널을 추정할 경우 위상 에러에 의한 동기추적 성능의 저하는 거의 무시할 수 있음을 알 수 있다.

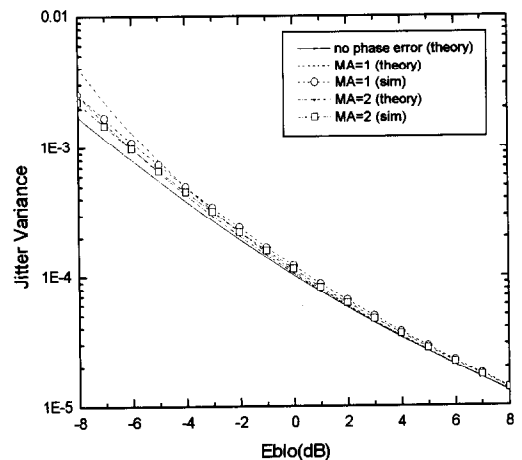


그림 7. AWGN 환경에서 Moving Average에 따른 지터 분산의 변화 ($\omega_n T_d = 0.08$)

그림 8은 $\omega_n T_d = 0.08$, $MA = 2$, $\alpha_o = 0.2$ ($\eta_o = 0.04$) 일 때 Rayleigh 환경에서 단말기의 속도에 따른 동기추적 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 단말기의 속도가 증가할수록 즉, 페이딩 속도가 증가할수록 동기추적 성능은 AWGN 환경에서의 성능에 근접하는 반면, 속도가 감소할수록 지터 분산이 증가하며 속도가 1 km 보다 작은 경우는 Rayleigh 환경에서의 상한치 (upper bound)에 근접함을 알 수 있다. 먼저, 고속 페이딩의 경우 즉, $f_m T_d \gg B_L$ 의 조건을 만족하는 경우에는, 위상검출기 출력이 저역통과 루우프 필터에 의해 페이딩 주기의 수 배에서 수십 배까지의 시간 동안 평균화 (time-average) 됨으로써 식(23)의 α^2 에 $E[\alpha^2]$ 을 대입한 것과 유사한 성능을 나타낸다. 반면, 단말기의 속도가 감소하여 $f_m T_d \ll B_L$ 의 조건을 만족하면 루우프 필터에 의한 위상검출기 출력의 평균화 (time-average) 현상이 감소하게 되어 순시 신호레벨에 대한 지터 분산의 통계적 평균치에 근접하게 된다.

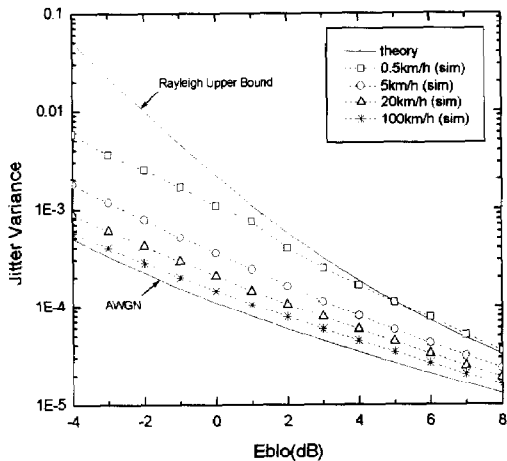


그림. 8 Rayleigh 환경에서 단말기의 속도에 따른 지터 분산의 변화 ($\omega_n T_d = 0.08$, $MA = 2$).

V. 결론

본 논문에서는 WCDMA 순방향 링크의 프레임 포맷 #13을 목표 시스템으로 설정하여 2차 판정계환 동기식 동기추적 회로를 설계하고 위상 에러와 심볼 에러의 영향을 고려하여 AWGN 환경과 페이딩 환경에서 정상상태 지터

분산을 유도하였으며 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능을 검증하였다. 동기추적 회로의 설계 시 타이밍 오프셋 δ 는 $0.5T_c$ 로, 타이밍 갭신 주기 T_d 는 슬롯 주기에 해당하는 $0.667ms$ 으로 설정하였다. 먼저, AWGN 환경에서 위상 에러와 심볼 에러가 없는 이상적인 경우에는 이론적인 성능과 시뮬레이션 결과가 거의 일치하였으며 위상 에러와 심볼 에러가 포함되는 경우에도 실제 동기추적 회로가 동작하는 신호레벨 ($E_b/I_o > 0dB$)에서는 이론적인 성능과 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 알 수 있었다. 또한, Rayleigh 페이딩 환경에서는 고속 페이딩의 경우 AWGN 환경에서의 성능과 유사하며 단말기의 속도가 1 km 이하인 저속 페이딩의 경우에는 지터 분산의 상한값 (upper bound)에 근접함을 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] A. J. Viterbi, CDMA: Principles of spread spectrum communication, Addison-Wesley wireless communications series, 1995.
- [2] H. R. Park, K. J. Lee, H. Lee, and C. Cho, "A comparative performance analysis of noncoherent delay-lock code tracking loops for DS-SS systems", Proc. ACTS, pp.611-616, 1997.
- [3] Y. S. Yang, S. H. Lee, S. S. Yoon, and H. R. Park, "Design and performance analysis of a noncoherent code tracking loop with variable loop bandwidth", Proc. PIMRC, pp.1380-1384, 2003.
- [4] M. K. Simon, "Noncoherent pseudonoise code tracking performance of spread spectrum receivers", IEEE Trans. Commun., vol. 25, no. 3, pp. 327-345, 1977.
- [5] S. L. Su and N. Y. Yen, "Performance of digital code tracking loops for direct-sequence spread-spectrum signals in mobile radio channels", IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 5, pp. 596-604, 1997.
- [6] 양연실, 박형래, "3GPP 모뎀용 동기추적 회로의 설계 및 성능 분석", 한국통신학회논문지, 2003. 12.
- [7] M. Sawahashi, F. Adachi, H. Yamamoto,

