

3GPP 모뎀용 동기 추적회로의 설계 및 성능 분석

학생회원 양 연 실*, 정회원 박 형 래*

Design and Performance Analysis of a Noncoherent Code Tracking Loop for 3GPP MODEM

Yeon-Sil Yang* Student Member, Hyung-Rae Park* Regular Member

요 약

본 논문에서는 3GPP 모뎀용 비동기식 동기추적회로(noncoherent code tracking loop)를 설계하고 설계된 회로의 정상상태 지터 분산(steady-state jitter variance)과 과도응답 특성(transient response characterisitc)을 해석한다. 먼저, AWGN 환경에서의 지터 분산을 펄스성형 필터(pulse-shaping filter), 타이밍 오프셋(timing offset), 신호 대 잡음비(signal-to-interference ratio), 루우프 대역폭(loop bandwidth)에 대한 일반식으로 유도하고, 과도응답 특성을 이론적으로 해석한다. 이를 바탕으로, 디지털 하드웨어 구현이 용이한 가변 대역폭 동기추적회로를 설계하며 설계된 회로와 고정 대역폭 시스템의 성능을 이론적으로 비교, 분석하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증한다.

Key Words : code tracking loop, 3GPP, delay-locked loop

ABSTRACT

In this paper, a noncoherent code tracking loop is designed for 3GPP MODEM and its performance is analyzed in terms of steady-state jitter variance and transient response characteristics. An analytical closed-form formula for steady-state jitter variance is first derived for AWGN environments as a general function of a pulse-shaping filter, timing offset, signal-to-interference ratio, and loop bandwidth, together with the analysis on the transient response characteristic of a tracking loop. Based on the analysis, the code tracking loop with variable loop bandwidth that is efficient for full digital H/W implementation is designed and its performance is compared with that of the code tracking loop with fixed loop bandwidth, along with the verification by computer simulations.

I. 서 론

CDMA 시스템은 아날로그 시스템이나 TDMA 시스템에 비해 용량이 클 뿐 아니라 고속데이터 전송과 망설계(cell planning), 주파수 배치 등 시스템 운용 면에서 유리하므로 차세대 이동통신 시스템의 무선전송 기술로 채택되었다.⁽¹⁾ 그러나, CDMA 시스템은

기존의 대역확산 시스템과 마찬가지로 수신신호와 수신기에서 생성된 확산코드의 동기가 일치할 경우에만 올바르게 동작하며 따라서, 효율적인 동기회로의 설계는 CDMA 시스템의 안정성 향상과 최적의 성능을 위해 매우 중요하다고 할 수 있다.^{(2),(3)} 일반적으로 CDMA 시스템에서 동기회로는 동기획득(code acquisition) 회로와 동기추적(code tracking)회로로 구분된다.

* 한국항공대학교 대학원 정보통신공학과(ysyang@mail.hankong.ac.kr, hrpark@mail.hankong.ac.kr)
논문번호 : 030079-0225, 접수일자 : 2003년 2월 26일

먼저, 동기회득 과정에 의해 1 PN 칩 오차 이내로 동기가 이루어지면 보다 정확한 동기를 위하여 동기추적회로가 동작하게 된다. 동기추적회로는 DLL (delay-locked loop) 방식의 비동기식 추적회로가 대표적으로 사용된다^{[2],[3]} IMT-2000 시스템과 같은 코히어런트 CDMA 시스템의 경우 판정 제한 동기식 (decision-feedback coherent) 동기추적회로도 사용될 수 있다^{[6],[7]}

본 논문에서는 3GPP 공통 파일럿 채널(CPICH: common pilot channel)을 목표 신호(target signal)로 하여 비동기식 동기추적회로를 설계하고 설계된 회로의 지터 분산과 과도응답 특성을 해석한다. 먼저, AWGN 환경에서 지터 분산을 펄스성형 필터, 타이밍 오프셋, 신호 대 잡음비, 루우프 대역폭에 대한 일반식으로 유도하고 과도응답 특성을 이론적으로 해석한다. 한편, 동기추적회로의 성능은 주로 루우프 대역폭에 의해 좌우되므로 회로의 설계 시 최적의 루우프 대역폭을 먼저 설정한 후 회로를 설계하여야 한다. 그러나, 루우프 대역폭을 일정하게 유지하기 위해서는 입력신호의 크기에 따라 상대적으로 VCO (voltage controlled oscillator)의 이득을 가변해야 하므로 H/W 설계가 용이하지 않은 단점이 있다. 본 논문에서는 디지털 H/W 설계가 용이하고 고정 대역폭 시스템에 비해 입력신호의 레벨에 따른 지터 분산의 변화가 적은 가변 대역폭 시스템을 설계한다. 또한, 설계된 가변 대역폭 시스템과 고정 대역폭 시스템의 성능을 이론적으로 비교, 분석하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증한다

II. 신호 모델 및 시스템 기술

1. 신호 모델과 복조기 출력의 통계적 해석

WCDMA 순방향 링크에서 각 채널은 QPSK 데이터 변조와 복조 확산(complex spreading)의 변조 형태를 취하며 따라서, 기지국에서의 송신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.^[1] 즉,

$$s(t) = \left[\sum_{j=1}^{N_c} \sqrt{\frac{E_{c,j}}{2}} \{d_I^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_I(t) - d_Q^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_Q(t)\} + \sqrt{\frac{E_{c,p}}{2}} \{d_{pl}(t)s_I(t) - d_{pQ}(t)s_Q(t)\} \right] \times \cos(\omega_c t) - \left[\sum_{j=1}^{N_c} \sqrt{\frac{E_{c,j}}{2}} \{d_I^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_Q(t) + d_Q^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_I(t)\} \right]$$

$$+ \sqrt{\frac{E_{c,p}}{2}} \{d_{pl}(t)s_Q(t) + d_{pQ}(t)s_I(t)\} \right] \times \sin(\omega_c t). \quad (1)$$

로 주어지며, 위 식에서 I/Q 확산신호는 다음과 같이 주어진다.

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

또한, 식(1)에서 $E_{c,j}$ 는 j 번째 채널의 칩 당 에너지이고, $E_{c,p}$ 는 파일럿 신호의 칩 당 에너지이다. $c^{(j)}(t)$ 는 채널코드(channelization code)이고, $d_I^{(j)}(t)$, $d_Q^{(j)}(t)$ 는 j 번째 채널의 I/Q 데이터이다. $d_{pl}(t)$, $d_{pQ}(t)$ 는 파일럿 심볼 패턴을 나타내며, $s_I(t)$, $s_Q(t)$ 는 I/Q 채널 확산코드(scrambling code)이다. 이때, 수신신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \alpha \left[\sum_{j=1}^{N_c} \sqrt{\frac{E_{c,j}}{2}} \{d_I^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_I(t) - d_Q^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_Q(t)\} + \sqrt{\frac{E_{c,p}}{2}} \{d_{pl}(t)s_I(t) - d_{pQ}(t)s_Q(t)\} \right] \times \cos(\omega_c t + \varphi) - \alpha \left[\sum_{j=1}^{N_c} \sqrt{\frac{E_{c,j}}{2}} \{d_I^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_Q(t) + d_Q^{(j)}(t)c^{(j)}(t)s_I(t)\} + \sqrt{\frac{E_{c,p}}{2}} \{d_{pl}(t)s_Q(t) + d_{pQ}(t)s_I(t)\} \right] \times \sin(\omega_c t + \varphi) + n_I(t)\cos(\omega_c t) - n_Q(t)\sin(\omega_c t). \quad (3)$$

위 식에서 $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 는 배경 잡음에 의한 I/Q 채널 가우시안 잡음을 나타내며, 각각의 분산은 N_o 으로 주어진다. 또한, α 와 φ 는 각각 신호의 페이딩 포락선과 위상을 나타내며 N_u 는 사용자의 수이다. 그림 1은 공통 파일럿 신호의 복조기 블록 다이어그램이다.

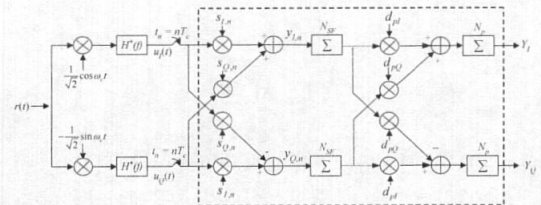


그림 1. 공통 파일럿 신호의 복조기 블록 다이어그램

그림에서 타이밍 에러가 τ 인 경우의 I/Q 복조기 출력은 다음과 같다.^[3]

$$Y_I = \alpha N \sqrt{E_{c,p}} R(\tau) \cos \varphi + n_I \quad Y_Q = \alpha N \sqrt{E_{c,p}} R(\tau) \sin \varphi + n_Q. \quad (4)$$

위 식에서 $N = N_{SF} \cdot N_p$ 이며, 이때 N_{SF} 는 CPICH의 확산 계수, N_p 는 누적되는 파일럿 심볼의 수를 나타낸다. $R(t)$ 는 펄스성형 필터의 임펄스 응답(impulse response)과 정합 필터(matched filter)의 컨볼루션(convolution)이며 다음과 같다.^[2]

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

일반적으로 펄스성형 필터는 $R(0)=1$ 로 정규화 할 수 있다. 위 식에서 n_I, n_Q 는 배경 잡음, 칩간 간섭, 다른 사용자 간섭에 의한 I/Q 채널 잡음으로서 각각 독립적인 가우시안 랜덤 변수로 모델링 될 수 있으며, 간섭의 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$E[n_I^2] = E[n_Q^2] = \frac{N I_o}{2}. \quad (6)$$

이때, I_o 는 간섭전력밀도이다.

2. 시스템 기술

그림 2는 기저대역 동기추적회로의 기본 개념을 나타낸 것이다. 그림에서 $Y_{I-}, Y_{Q-}/Y_{I+}, Y_{Q+}$ 는 전진 및 지연 샘플 처리기(early/late sample processor)의 I/Q 출력을 나타낸다. 그림에서 K_o 와 $\hat{\tau}$ 은 각각 VCO의 이득과 추정된 타이밍 에러를 나타내며, 샘플 처리기의 내부 구조는 그림 1에서 점선으로 표시된 블록과 동일하다. 주파수 하향 변환된 기저대역 신호는 신호 대 잡음비를 최대화 하기 위해 정합 필터를 이용하여 저역 필터링하며, I/Q 채널의 신호는 일반적으로 칩 율의 8배로 샘플링된다. 전진, 지연 샘플들은 I/Q 채널 PN 코드 생성기에서 발생시킨 PN 시퀀스와의 코릴레이션을 취함으로써 에러신호 ΔZ 를 생성한다.

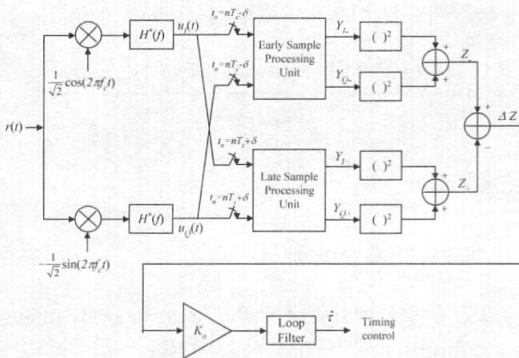


그림 2. 기저대역 동기추적회로의 기본 개념

이때 ΔZ 를 위상 검출기 출력이라고 하며 VCO 이득으로 크기 조절을 한 뒤 루우프 필터를 통해 저역 필터링된다. 루우프 필터의 출력은 타이밍 에러의 추정값에 해당하는데, 이 루우프 필터의 출력에 따라 세 개의 샘플 시퀀스(early, late, on-time)에 대한 데시메이션 점들이 갱신된다.

III. 동기추적회로의 성능 해석

1. 위상 검출기 출력의 통계적 해석

AWGN 채널 환경에서 전진 또는 지연 복조기 출력은 각각 다음과 같이 모델링 할 수 있다.^{[2][3]}

$$\begin{aligned} Y_{I-} &= \alpha N \sqrt{E_{c,p}} R(\tau - \delta) \cos \varphi + n_{I-} \\ Y_{Q-} &= \alpha N \sqrt{E_{c,p}} R(\tau - \delta) \sin \varphi + n_{Q-}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} Y_{I+} &= \alpha N \sqrt{E_{c,p}} R(\tau + \delta) \cos \varphi + n_{I+} \\ Y_{Q+} &= \alpha N \sqrt{E_{c,p}} R(\tau + \delta) \sin \varphi + n_{Q+}. \end{aligned} \quad (8)$$

위 식에서 δ 는 타이밍 오프셋을 나타낸다. 식(7)과 (8)을 이용하여 전진, 지연 샘플 처리기 출력의 에너지를 다음의 식으로 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_- &\equiv Y_{I-}^2 + Y_{Q-}^2 \\ &= N^2 E_{c,p} R^2(\tau - \delta) \\ &\quad + 2N \sqrt{E_{c,p}} R(\tau - \delta) (\cos \varphi \cdot n_{I-} + \sin \varphi \cdot n_{Q-}) \\ &\quad + n_{I-}^2 + n_{Q-}^2, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} Z_+ &\equiv Y_{I+}^2 + Y_{Q+}^2 \\ &= N^2 E_{c,p} R^2(\tau + \delta) \\ &\quad + 2N \sqrt{E_{c,p}} R(\tau + \delta) (\cos \varphi \cdot n_{I+} + \sin \varphi \cdot n_{Q+}) \\ &\quad + n_{I+}^2 + n_{Q+}^2. \end{aligned} \quad (10)$$

식(9)와 (10)을 이용하여 위상 검출기 출력 ΔZ 의 평균을 구하면 다음의 식과 같다.

$$E[\Delta Z] \equiv E[Z_- - Z_+] = N^2 E_{c,p} \{R^2(\tau - \delta) - R^2(\tau + \delta)\}. \quad (11)$$

또한, ΔZ 의 분산은 다음의 식으로 유도되며,

$$\begin{aligned} \text{var}(\Delta Z) &= 4N^2 E_{c,p} \\ &\quad \times E \left[\left\{ \begin{aligned} &R(\tau - \delta)(\cos \varphi \cdot n_{I-} + \sin \varphi \cdot n_{Q-}) \\ &-R(\tau + \delta)(\cos \varphi \cdot n_{I+} + \sin \varphi \cdot n_{Q+}) \end{aligned} \right\}^2 \right] \\ &\quad + E \left[(n_{I-}^2 + n_{Q-}^2 - n_{I+}^2 - n_{Q+}^2)^2 \right], \end{aligned} \quad (12)$$

위의 식을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{var}(\Delta Z) &= 4N^2 E_{c,p} \left\{ R^2(\tau - \delta) E[n_{i-}^2] + R^2(\tau + \delta) E[n_{i+}^2] \right\} \\ &\quad - 8N^2 E_{c,p} R(\tau - \delta) R(\tau + \delta) E[n_{i-} n_{i+}] \\ &\quad + 4E[n_{i-}^4] - 4E[n_{i+}^4]. \end{aligned} \quad (13)$$

한편, 임의의 가우시안 랜덤 변수 x_1, x_2, x_3, x_4 에 대해 다음의 관계가 성립하며, ^[10]

$$\begin{aligned} E[x_1 x_2 x_3 x_4] &= E[x_1 x_2] E[x_3 x_4] + E[x_1 x_3] E[x_2 x_4] \\ &\quad + E[x_1 x_4] E[x_2 x_3] \\ &\quad - 2E[x_1] E[x_2] E[x_3] E[x_4] \end{aligned} \quad (14)$$

이를 이용하면 아래의 관계식을 얻을 수 있다. 즉,

$$E[n_{i-}^4] = 3\{E[n_{i-}^2]\}^2, \quad (15)$$

$$E[n_{i-}^2 n_{i+}^2] = \{E[n_{i-}^2]\}^2 + 2\{E[n_{i-} n_{i+}]\}^2, \quad (16)$$

$$E[n_{i-} n_{i+}] = \frac{N}{2} \{N_o R(2\delta) + \rho_o R_o(2\delta)\}. \quad (17)$$

이때, 위 식에서 $R_o(\tau)$ 는 다음의 식으로 주어진다.

$$R_o(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^4 \cos(2\pi f\tau) df. \quad (18)$$

식(14)-(18)을 이용하여 식(13)을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{var}(\Delta Z) &= 2N^3 E_{c,p} \\ &\quad \times \left[\begin{aligned} &\{R^2(\tau - \delta) + R^2(\tau + \delta)\} I_o \\ &- 2R(\tau - \delta) R(\tau + \delta) \{N_o R(2\delta) + \rho_o R_o(2\delta)\} \end{aligned} \right] \\ &\quad + 2N^2 I_o^2 - 2N^2 \{N_o R(2\delta) + \rho_o R_o(2\delta)\}^2. \end{aligned} \quad (19)$$

위 식에서 ρ_o 는 간섭으로 작용하는 CDMA 신호의 전력 밀도를 나타낸다. 대부분의 CDMA 시스템의 펄스성형 필터는 $H(f) = 1/\sqrt{W} (-W/2 \leq f \leq W/2)$ 인 이상적인 저역통과 필터로 모델링 할 수 있으며, 이 경우 $R(\tau) = R_o(\tau) = \text{sinc}(\tau/T_c)$ 로 근사화 할 수 있다. 따라서 ΔZ 의 분산은 다음의 식으로 표현될 수 있으며

$$\begin{aligned} \text{var}(\Delta Z) &= 2N^2 I_o^2 \{1 - R^2(2\delta)\} \\ &\quad + 2N^3 I_o E_{c,p} \left\{ \begin{aligned} &R^2(\tau - \delta) + R^2(\tau + \delta) \\ &- 2R(\tau - \delta) R(\tau + \delta) R(2\delta) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

이때, 타이밍 에러가 $\tau \approx 0$ 라고 가정하면 위상 검출기 출력의 분산은 다음의 식으로 정리된다.

$$\begin{aligned} \text{var}(\Delta Z) &\approx 2N^2 I_o^2 \{1 - R^2(2\delta)\} \\ &\quad + 4N^3 I_o E_{c,p} R^2(\delta) \{1 - R^2(2\delta)\}. \end{aligned} \quad (21)$$

2. 지터 분산의 해석

동기추적회로의 성능을 분석하기 위해서 그림 3과 같이 동기추적회로를 선형 등가 회로로 모델링 한다. ^{[2],[3]} 그림에서 $F(z)$ 는 루우프 필터의 전달 함수를 나타내며 $K_d = N^2 E_{c,p} \kappa$ 는 위상 검출기의 이득을, κ 는 $\tau \approx 0$ 일 경우의 S-커브의 기울기이다. 그림 3 으로부터 폐회로 전달 함수(closed-loop transfer function)는 다음과 같이 주어진다.

$$H(z) = \frac{\hat{i}(z)}{i(z)} = \frac{K_o K_d F(z) z^{-1}}{1 - \{1 - K_o K_d F(z)\} z^{-1}}. \quad (22)$$

한편, 위상 검출기 출력의 잡음 성분은 주파수적으로 일양(uniform)하다고 가정할 수 있으므로 타이밍 에러의 지터 분산은 다음의 식으로 표현된다. ^{[3],[9]}

$$\text{var}(\tau) = \frac{2V_o}{(N^2 E_{c,p} \kappa)^2} B_L. \quad (23)$$

위 식에서 B_L 은 루우프 대역폭으로 다음의 식과 같다. ^{[2],[9]}

$$B_L = \frac{1}{2} \oint_c H(z) H(z^{-1}) \frac{dz}{j2\pi z}. \quad (24)$$

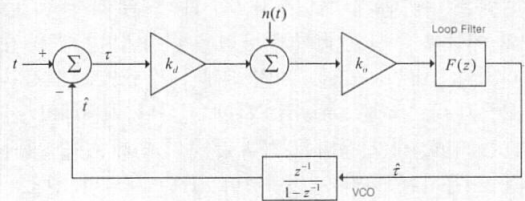


그림 3. 기저대역 동기추적회로의 기본 개념

식(23)과 (24)를 이용하여 $E_{acc,p}/I_o$, 펄스성형 필터, 타이밍 오프셋 그리고 루우프 대역폭에 따른 지터 분산을 다음의 식으로 도출할 수 있으며

$$\text{var}(\tau) = \frac{4\{1 - R^2(2\delta)\} + 8\{1 - R(2\delta)\} R^2(\delta) (E_{acc,p}/I_o)}{(E_{acc,p}/I_o)^2 \kappa^2} B_L \quad (25)$$

이때, $E_{acc,p} = N E_{c,p}$ 이다.

3. 과도응답 특성의 해석

그림 3에서 개회로 전달함수(open-loop transfer function) $G(z)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$G(z) = \frac{\hat{i}(z)}{\tau(z)} = \frac{K_o K_d F(z) z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (26)$$

만일, 초기 동기 오차가 τ_0 이고 외부에서 인가되는 오차가 계단함수(unit step function)의 형태로 주어진다면 $\tau(z)$ 는 다음의 식으로 표현되며

$$\tau(z) = \frac{t(z)}{1+G(z)} = \tau_0 \left(\frac{1}{1-z^{-1}} \right) \frac{1}{1+G(z)}, \quad (27)$$

시간에 따른 타이밍 오차는 다음과 같이 주어진다.

$$\tau[n] = \frac{1}{2\pi j} \oint_c \tau(z) z^{n-1} dz. \quad (28)$$

위 식에서 n 은 타이밍 갱신 인덱스를 나타낸다.

IV. 동기추적회로의 설계 및 시뮬레이션

1. 루우프 필터의 설계

동기추적회로의 설계시 대부분의 경우 1차 루우프 필터를 사용하며 따라서, 전체 동기추적회로는 2차 추적회로가 된다. 본 논문에서는 type-III 1차 루우프 필터를 이용하여 동기추적회로를 설계하였으며, 이때 루우프 필터의 구조는 다음과 같다.^[2]

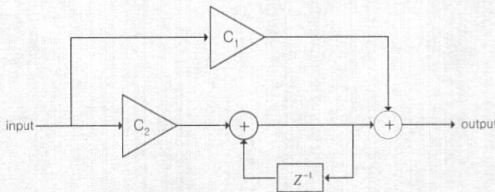


그림 4. Type-III 루우프 필터의 구조

그림에서 루우프 필터의 전달 함수는 다음의 식으로 주어진다.

$$F(z) = C_1 + \frac{C_2}{1-z^{-1}}. \quad (29)$$

식(29)를 식(22)에 대입하면 동기추적회로의 폐회로 전달함수는 다음의 식으로 유도할 수 있으며

$$H(z) = \frac{K_o K_d z^{-1} (C_1 + C_2 - C_1 z^{-1})}{1 - \{2 - K_o K_d (C_1 + C_2)\} z^{-1} + (1 - C_1 K_o K_d) z^{-2}} \quad (30)$$

위 식을 식(24)에 대입하면 루우프 대역폭을 구할 수 있다. 한편, 2차 동기추적회로의 성능은 natural frequency ω_n 과 damping factor ζ 에 의해 주로 성능이 결정되며, 따라서 동기추적회로의 설계는 ω_n 과 ζ 가 주어졌을 때 주어졌을 때 루우프 필터의 계수

를 결정하는 것이라고 할 수 있다. 루우프 필터의 계수를 구하기 위하여 아날로그 폐회로 전달함수를 이용하며 그 식은 다음과 같다.

$$H(s) \equiv \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (31)$$

식(30)에 bilinear transform을 취하면 다음의 식을 유도할 수 있다.

$$H(s) = H(z) \Big|_{z^{-1} = \frac{2-T_d s}{2+T_d s}} = \frac{As^2 + Bs + C}{s^2 + Bs + C}. \quad (32)$$

위 식에서 A, B, C 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A &= -\frac{K_o K_d (2C_1 + C_2)}{4 - K_o K_d (2C_1 + C_2)}, \\ B &= \frac{K_o K_d C_1 T_d}{T_d^2 \{4 - K_o K_d (2C_1 + C_2)\} / 4}, \\ C &= \frac{K_o K_d C_2}{T_d^2 \{4 - K_o K_d (2C_1 + C_2)\} / 4}. \end{aligned} \quad (33)$$

식(32)를 식(31)의 분모와 비교하면 다음의 관계식을 얻을 수 있으며

$$\frac{K_o K_d C_1}{\{4 - K_o K_d (2C_1 + C_2)\} / 4} = 2\zeta\omega_n T_d \quad (34)$$

$$\frac{K_o K_d C_2}{\{4 - K_o K_d (2C_1 + C_2)\} / 4} = (\omega_n T_d)^2, \quad (35)$$

위의 관계식을 정리하면 C_1 과 C_2 를 다음과 같이 $\omega_n T_d, \zeta, K_o K_d$ 의 함수로 유도할 수 있다.

$$C_1 = \frac{1}{K_o K_d} \frac{8\zeta\omega_n T_d}{4 + 4\zeta\omega_n T_d + (\omega_n T_d)^2} \quad (36)$$

$$C_2 = \frac{1}{K_o K_d} \frac{4(\omega_n T_d)^2}{4 + 4\zeta\omega_n T_d + (\omega_n T_d)^2}. \quad (37)$$

이때, T_d 는 타이밍 갱신 주기이다.

한편, 고정 대역폭 시스템은 입력 신호의 레벨에 관계없이 $K_o K_d$ 가 고정이므로 입력 신호의 크기에 따라 VCO 이득 K_o 가 가변되어야 하므로 디지털 H/W 설계가 어려운 단점이 있다. 따라서, 본 논문에서는 디지털 H/W 설계를 용이하게 하기 위해 입력 신호의 크기에 관계없이 K_o 를 일정하게 유지하는 가변 대역폭 시스템을 설계한다. 가변 대역폭 시스템에서는 K_o 가 일정하므로 입력 신호의 크기에 따라 $K_o K_d$ 의 값이 변하므로 루우프 대역폭도 변하게 된다. 한편, 동기추적회로의 루우프 대역폭은 다음의 식으로 주어지며^[8]

$$B_L = \frac{1}{2} \omega_n T_d \left(\zeta + \frac{1}{4} \right). \quad (38)$$

이때, $\omega_n T_d$ 와 ς 는 다음과 같다.

$$\omega_n T_d = \left\{ \frac{4K_o K_d C_2}{4 - K_o K_d (2C_1 + C_2)} \right\}^{1/2} \quad (39)$$

$$\varsigma = \left[\frac{K_o K_d C_1^2}{C_2 \{4 - K_o K_d (2C_1 + C_2)\}} \right]^{1/2} \quad (40)$$

2. 가변 대역폭 동기추적회로의 설계

앞에서 고찰한 이론을 바탕으로 WCDMA CPICH 신호를 목표 신호로 설정하여 가변 대역폭 동기추적회로를 설계한다. 기지국에서의 송신 다이버시티 (transmit diversity)를 지원하기 위하여 누적 파일럿 심볼의 수 N_p 는 두 안테나 신호의 직교성이 유지되는 최소 심볼 수인 2로 설정하였으며, 따라서 타이밍 갱신 주기 T_d 는 (1/7.5)ms이 된다. 동기추적회로를 설계함에 있어 기지국 전체 출력 대비 CPICH 신호의 출력이 10%라고 가정하고 다중 기지국 상황 및 페이딩 환경에 따른 마진을 고려하여 $E_{c,p}/I_o \approx -20dB$ 로 설정하였으며, $(E_{acc,p}/I_o)_{target}$ 은 7dB가 된다. 루우프 필터의 설계 시 $(E_{acc,p}/I_o)_{target}$ 에서 $K_o K_d$ 는 1, $\omega_n T_d$ 는 0.01과 0.02, ς 는 0.707로 각각 설정하였다. 표 1은 식(36)과 식(37)에 설정된 파라미터를 대입하여 구한 루우프 필터의 계수 C_1, C_2 와 $(E_{acc,p}/I_o)_{target}$ 에서의 rms 지터를 나타낸 것이다. 표 1의 $\omega_n T_d$ 를 이용하여 디지털 루우프 필터를 설계하면 그림 5와 같다. 그림에서 C_{10}, C_{20} 는 $\omega_n T_d$ 가 0.01과 0.02일 때 각각 [1 2]와 [2 4]로 주어지며 C_{30} 는 2^5 이 된다.

표 1. $\omega_n T_d$ 에 따른 루우프 필터의 계수 및 rms 지터

$\omega_n T_d = 0.01$	$\omega_n T_d = 0.02$
$C1 = 0.014 \approx \frac{1}{64}$	$C1 = 0.028 \approx \frac{1}{32}$
$C2 = 9.9 \times 10^{-5} \approx \frac{1}{64} \times \frac{1}{128}$	$C2 = 3.9 \times 10^{-4} \approx \frac{1}{32} \times \frac{1}{64}$
$\sigma = 0.020T_c$	$\sigma = 0.029T_c$

3. 성능 분석 및 컴퓨터 시뮬레이션

앞서 설계한 동기추적회로의 성능을 이론적으로 해석하고 부동 소수점 시뮬레이션을 통하여 검증한다. 먼저, 동기추적회로의 타이밍 오프셋을 결정하기 위해 $\delta = 0.5T_c, 0.25T_c$ 에 대해 지터 분산을 비교한다.

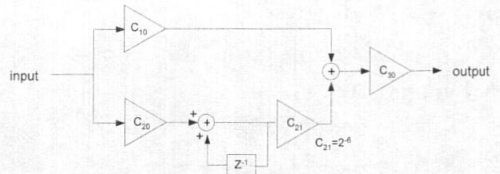


그림 5. 설계된 루우프 필터의 구조

그림 6은 $\omega_n T_d$ 가 각각 0.01과 0.02로 주어질 때, δ 에 따른 지터 분산의 이론치를 비교한 것이다. 그림에서 타이밍 오프셋 δ 가 $0.25T_c$ 인 경우가 $0.5T_c$ 일 때 보다 대략 0.2dB 가량 성능이 우수함을 알 수 있다. 그러나 δ 가 $0.25T_c$ 인 경우는 $0.5T_c$ 인 경우에 비하여 동기추적회로의 동작 범위(pull-in range)가 작은 단점이 있으므로 본 논문에서는 δ 를 $0.5T_c$ 로 설정하여 동기추적회로의 성능을 분석한다.

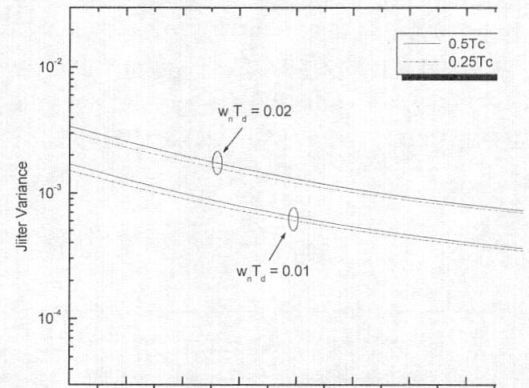


그림 6. 타이밍 오프셋에 따른 추적회로의 성능 비교

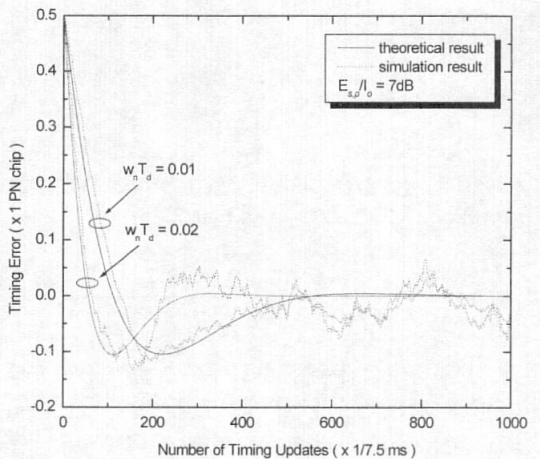


그림 7. 과도응답 특성의 이론치와 시뮬레이션 결과의 비교

그림 7은 설계된 동기추적 회로의 과도응답 특성에 대한 이론치와 시뮬레이션 결과를 AWGN 채널 환경에서 비교한 것이다. 시뮬레이션 시 $E_{acc,p}/I_o$ 은 7dB 로 설정하였다. 그림에서 이론적인 과도응답 특성과 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 확인할 수 있으며 $\omega_n T_d$ 가 0.02일 경우 타이밍 에러가 최초로 0으로 수렴하는데 소요되는 시간은 대략 6~7ms 이고 $\omega_n T_d$ 가 0.01일 경우에는 약 15ms 가 됨을 알 수 있다. 한편, 입력 신호의 $E_{acc,p}/I_o$ 이 $(E_{acc,p}/I_o)_{target}$ 보다 클 경우는 루우프 대역폭이 증가하므로 수렴 속도가 그림의 결과보다 빨라지는 반면 $(E_{acc,p}/I_o)_{target}$ 보다 작을 경우는 루우프 대역폭이 감소하여 수렴 속도가 그림의 결과 보다 느려지게 된다.

그림 8은 $\omega_n T_d$ 가 0.02일 때 AWGN 환경에서 가변 대역폭 시스템과 고정 대역폭 시스템의 성능을 비교한 것이다. 그림으로부터 입력신호의 레벨에 따른 지터 분산의 변화가 가변 대역폭 시스템이 고정 대역폭 시스템에 비해 훨씬 적음을 알 수 있으며 입력신호의 레벨이 낮을 경우 가변 대역폭 시스템이 보다 안정적으로 동작함을 알 수 있다. 이와 같은 이유는 $E_{acc,p}/I_o$ 이 $(E_{acc,p}/I_o)_{target}$ 보다 작을 경우 루우프 대역폭이 설정된 루우프 대역폭 보다 감소하는 반면, $(E_{acc,p}/I_o)_{target}$ 보다 클 경우는 루우프 대역폭이 설정된 대역폭 보다 증가하는데 있다. 또한, 그림으로부터 지터 분산의 이론치와 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 확인할 수 있다.

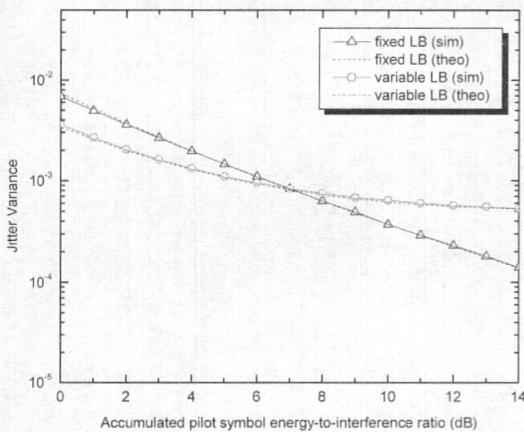


그림 8. AWGN 채널 환경에서 가변 대역폭 시스템과 고정 대역폭 시스템의 성능 비교

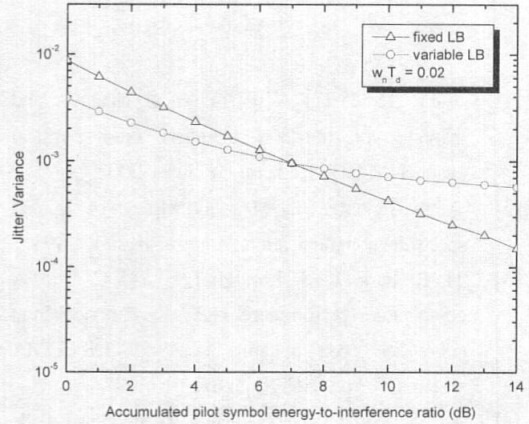


그림 9. Rayleigh 채널 환경에서 가변 대역폭 시스템과 고정 대역폭 시스템의 성능 비교

그림 9는 $\omega_n T_d$ 가 0.02일 때 Rayleigh 채널 환경에서 가변 대역폭 시스템과 고정 대역폭 시스템의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교한 것이다. 시뮬레이션 시 단말기의 이동 속도는 60 km/h, 중심 주파수는 2.3GHz로 설정하였다. 그림에서 AWGN 환경에서와 마찬가지로 Rayleigh 채널 환경에서도 가변 대역폭 시스템의 경우 지터 분산의 변화가 훨씬 적음을 알 수 있다. 또한, 고정 대역폭 시스템의 경우 $E_{acc,p}/I_o$ 이 작아짐에 따라 AWGN 환경에 비해 성능이 현저히 저하되는 반면, 가변 대역폭 시스템은 채널환경에 따른 성능 변화가 비교적 적음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 3GPP 모델용 비동기식 동기추적 회로를 설계하고 설계된 동기추적 회로의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 먼저, 동기추적 회로의 지터 분산을 펄스성형 필터, 타이밍 오프셋, 신호 대 잡음비, 루우프 대역폭에 대한 일반식으로 유도하였으며, 타이밍 에러의 과도응답 특성을 이론적으로 도출하였다. 또한, 이론적인 해석을 바탕으로, WCDMA CPICH 신호를 목표 신호로 설정하여 디지털 H/W 구현이 용이한 가변 대역폭 동기추적 회로를 설계하였다. 끝으로, 가변 대역폭 시스템과 고정 대역폭 시스템의 성능을 이론적으로 비교, 분석하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] 3GPP TS 25.211 V5.0.0 Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 5), June, 2002

[2] A. J. Viterbi, CDMA: Principles of spread spectrum communication, Addison-Wesley, 1995

[3] H. R. Park, K. J. Lee, H. Lee, and C. Cho, "A comparative performance analysis of noncoherent delay-lock code tracking loops for DS-CDMA systems," *Proc, ACTS*, pp.611-616, 1997

[4] M. K. Simon, "Noncoherent pseudonoise code tracking performance of spread spectrum receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, No. 3, pp. 327-345, Mar. 1977.

[5] K. Kallman and G. Davis, "Jitter performance of a baseband sampled code tracking loop," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, No. 11, pp. 2919-2925, Nov. 1994.

[6] M. Sawahashi and F. Adachi, "Decision-directed coherent delay- locked PN tracking loop," *Proc. Virginia Tech. 5th Symp. On WPC*, pp. 10-1 ~10-8, May 1996.

[7] R. D. Gaudenzi and M. Luise, "Decision-directed coherent delay-lock tracking loop for DS-spread-spectrum signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, No. 5, pp. 758-765, May 1991.

[8] A. Blanchard, Phase-locked loops, John Wiley & Sons, 1976.

[9] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, Digital communications and spread spectrum systems, Macmillan publishing company, 1985.

[10] Papoulis, A., Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, McGraw-Hill, 2002.

양 연 실 (Yeon-Sil Yang)



2002년 2월 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과 졸업
2002년~현재 : 한국항공대학교
정보통신공학과 석사과정
<관심분야> CDMA 동기,
신호처리

박 형 래 (Hyung-Rae Park)



1982년 2월 : 한국항공대학교
전자공학과 졸업
1985년 2월 : 연세대학교
전자공학과 석사
1993년 : 미국 Syracuse
University 전기공학과 박사

1985~1998년 : 한국전자통신연구원 책임 연구원
(신호기술연구실장)
1999~2000년 : (주)씨앤에스테크놀로지 전무이사
2001~현재 : 한국항공대학교 전자·정보통신·
컴퓨터 공학부 조교수

<관심분야> 신호처리, CDMA 모델설계, 스마트 안
테나, 레이더 신호처리 등