

論文2002-39TC-8-3

다단 추적 모드를 적용한 WCDMA 역방향 링크 수신기용 Normalized CP-AFC

(Normalized CP-AFC with multistage tracking mode for
WCDMA reverse link receiver)

都周鉉*, 李映鏞*, 金容皙**, 崔炯辰*

(Joo-Hyun Do, Young-Yong Lee, Yong-Serk Kim, and Hyung-Jin Choi)

요 약

본 논문에서는 제 3 세대 이동 통신인 WCDMA 기지국 모뎀의 실제 구현에 적합하도록 변형된 AFC(Automatic Frequency Control) 루프를 제안한다. 제안된 AFC 루프에는 구현상의 복잡도 감소를 위하여 기존의 CP-FDD(Cross Product Frequency Difference Detector) 알고리즘을 변형한 Normalized CP-FDD 알고리즘을 적용하였다. 제안된 Normalized CP-FDD는 입력 신호 진폭 변화에 민감한 기존 CP-FDD 출력 특성을 보완하며, FDD의 출력(S-curve)의 선형화 구간을 증가시킴으로써 안정적인 주파수 오차에 대한 추정을 가능하게 한다. WCDMA에서는 IS-95 시스템과 다르게 파일럿 심볼이 연속적으로 전송되지 않으므로, FDD 입력단에 이동 평균 필터(Moving Average Filter)를 도입하여 교차곱(Cross-product)의 수를 증가시킴으로써 잡음의 영향을 감소시키고 주파수 오차에 대한 추적 시간 성능과 안정성을 향상시켰다. 또한 다단 추적 모드를 적용함으로써 수신 신호의 주파수 오차의 크기에 대한 능동적인 보상이 가능하도록 하였으며, 루프 필터의 출력을 이용한 ROM table 도약 구조의 NCO(Numerical Controlled Oscillator)를 적용하여 주파수 오차를 보상하였다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 WCDMA 기지국 모뎀 구현에서 성공적으로 적용되었다.

Abstract

In this paper, we propose a modified AFC algorithm which is suitable for the implementation of WCDMA reverse link receiver modem. To reduce the complexity, the modified CP-FDD algorithm named 'Normalized CP-FDD' is applied to the AFC loop. The proposed FDD algorithm overcomes the conventional CP-FDD's sensitivity to the variance of input signal amplitude and increases the linear range of S-curve. Therefore, offset frequency estimation using the proposed scheme can be more stable than the conventional method. Unlike IS-95, since pilot symbol in WCDMA is not transmitted continuously, we introduce a moving average filter at the FDD input to increase the number of cross-product. So, tracking speed and stability are improved. For more rapid frequency acquisition and tracking, we adopt a multi-stage tracking mode. Using NCO having ROM table structure, the frequency offset is compensated. We applied the proposed algorithm in the implementation of WCDMA base station modem successfully.

Keywords : normalized CP-AFC, multistage tracking, WCDMA, Frequency synchronization

* 正會員, 成均館大學校 電氣電子 및 컴퓨터工學科

(Department of Electrical and Computer Engineering,
SungKyunKwan University)

(Telecommunication R&D center, Samsung electronics
Co., LTD.)

** 正會員, 三聖電子 通信研究所

接受日字:2002年4月9日, 수정완료일:2002年7月30日

I. 서 론

WCDMA 시스템에서는 IS-95 시스템과는 다르게 역방향 링크에 파일럿 심볼을 사용함으로써 수신 신호의 동기 검출이 가능하다. 이동국으로부터 수신된 신호의 동기 검출을 수행하기 위해서는 타이밍 동기, 위상 동기, 주파수 동기가 이루어져야하며, 이러한 동기화 기술 중 주파수 포착 및 추적은 전송된 정보의 정확한 복호를 위해 매우 중요한 요소 기술이다.^[1, 8]

주파수 오차는 크게 두 가지 원인에 의해 발생한다. 첫 번째는 송신기와 수신기 오실레이터간의 불일치에 의해 발생하며 이를 일반적으로 잔여 주파수 오차(residual frequency offset)라고 명한다. 두 번째는 이동국이 매우 고속이며 이동국과 기지국 사이에 직경로가 형성되어 있을 경우 발생하는 주파수 오차로 이를 일반적으로 도플러 쉬프트(Doppler shift)라고 명한다.^[2] AFC(Automatic Frequency Control) 기술은 이러한 잔여 주파수 오차 및 채널 추정기로 보상이 불가능한 도플러 쉬프트를 보상하기 위한 주파수 동기화 기술이다.^[3]

주파수 포착 및 추적을 수행하기 위해 CP-FDD, Arc-tan FDD, Double-product FDD 등을 적용한 다양한 AFC 알고리즘이 개발되었으나^[1, 4], 일반적으로 이동국 모뎀에서는 구현상의 복잡도를 고려하여 교차상관 주파수 오차 검출기(CP-FDD; Cross-Product Frequency Difference Detector)가 사용되었으며^[9], 본 논문에서도 구현상의 복잡도를 고려하여 CP-FDD를 WCDMA 기지국 모뎀용 주파수 오차 검출기로 선택하였다. 그러나, CP-FDD는 페이딩으로 인한 입력 신호의 진폭 변화에 매우 민감한 출력 특성을 가지고 있으므로 다중 경로에 의한 주파수 선택성 페이딩 및 도플러에 의한 시간 선택성 페이딩 채널에서의 성능 개선이 필요하다.

본 논문에서는 입력 신호 진폭에 민감한 CP-FDD의 단점을 보완하기 위하여 FDD 출력을 수신 신호 진폭으로 정규화하는 정규화 블록을 도입한 Normalized CP-FDD를 제안한다. 제안된 Normalized CP-FDD는 기존의 CP-FDD의 단점을 보완할 뿐만 아니라 FDD 출력의 선형화 영역(Linear Range)을 넓혀주는 특징을 가지고 있음을 수학적으로 증명하였으며, 또한 기존 CP-FDD와의 비교를 통하여 우수한 성능을 가짐을 입증하였다.

주파수 오차에 크기에 따른 능동적인 보상을 위하여 다단계 주파수 추적 모드를 적용하였으며, 이 방식을 사용할 경우 주파수 추적 성능이 매우 향상된다는 것을 모의 실험을 통해 검증하였다. 또한, 본 논문에서는 CP-FDD의 성능을 극대화하기 위해 FDD 입력 단에 이동 평균(Moving Average) 필터를 삽입하였다. WCDMA 역방향링크에서는 파일럿 신호를 채널 형태가 아닌 심볼 형태로 전송하기 때문에 한 슬롯 당 발생하는 교차 상관의 수가 제한적일 수밖에 없다.^[12] 따라서, FDD 입력 단에 이동 평균 필터를 적용하여 한 슬롯 당 발생하는 교차 상관의 수를 증가시켜 FDD 출력에 대한 관찰 시간을 줄임으로써 주파수 오차 추적 시간이 단축되는 효과를 얻을 수 있으며, FDD에 입력되는 잡음의 영향을 감소시켜 더욱 안정적인 주파수 오차 검출기 출력을 얻을 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 먼저 2장에서는 본 논문에서 적용한 수신기 모델 및 물리 채널 모델을 소개하며, 3장에서는 기존의 CP-AFC를 개선한 정규화 CP-AFC 알고리즘을 수학적으로 분석하고, 구조 및 동작을 설명한다. 4장에서는 모의 실험 결과를 통하여 제안한 방식의 성능 및 우수성을 입증하며, 마지막으로 5장에서 결론을 맺었다.

II. 수신기 모델 및 물리 채널 구조

그림 1은 본 논문에서 고려한 수신기 모델을 도시한 것이다. 원하는 신호 성분은 수신단 오실레이터에서 발생시킨 반송파 주파수 f_c 에 의해 하향 변환된다. 이때, 송수신 오실레이터 주파수 차이 및 도플러 쉬프트에 의한 주파수 오차 f_0 가 발생한다.^[2] 하향 변환된 신호는 자동 이득 제어기(AGC)에 의해 평균 목표 진폭으로의 진폭 제어 및 수신 포락선의 동작 범위 억압이 이루어지며, 진폭 제어된 수신 신호는 정합 필터를 통과한 후 AFC에 입력된다.^[1] AFC는 정합 필터를 통과한 신호를 이용하여 수신 신호의 주파수 오차의 추정치 \hat{f}_0 를 추정 후 보상한다. 주파수 오차가 보상된 수신 신호는 채널 추정기에 의해 추정된 채널 성분의 공액 복소수 성분에 의해 보상된다.^[4] 보상된 신호는 복호 과정을 거친 후 복조된다.

AFC 루프는 주파수 오차 추정 방식에 따라 페루프와 개루프 방식으로 구분할 수 있다^[1]. 개루프 방식은 빠르게 순간 주파수를 추정할 수 있다는 장점이 있으나 추

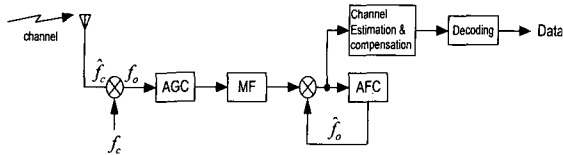


그림 1. 수신기 모델
Fig. 1. Receiver Model.

정확한 주파수 오차의 신뢰도 및 안정성이 다소 부족한 단점을 가지고 있다. 그러므로, 안정적으로 시스템이 운용되어야 하는 기지국의 관점에서는 개루프 방식보다 폐루프 방식이 적합하므로 본 논문에서는 폐루프 방식을 선택하였다.

다시 폐루프 방식은 주파수 오차 보정 방식에 따라 long 루프 방식과 short 루프 방식으로 나눌 수 있다.^[9] Long 루프 방식은 AFC에 의해 추정된 주파수 오차를 하향 변환시 반영하는 것으로 공통 반송파 주파수를 이용하는 역방향 링크 수신기에서 사용자들마다 달리 측정되는 주파수 오차를 하향 변환시 시시각각 반영한다는 것은 타당하지 않으며 또한 불가능하다. 그러므로, 사용자별로 추정된 주파수 오차를 이용하여 각 사용자가 할당된 핑거(finger)에서 개별적으로 보상하는 short 루프 방식이 적합하다.

그림 2는 본 논문에서 적용한 물리 채널 모델을 나타낸 것이다^[12]. AFC에서 사용하는 신호는 상향링크 DPCH(Dedicated Physical Channel) 채널 중 DPCCH

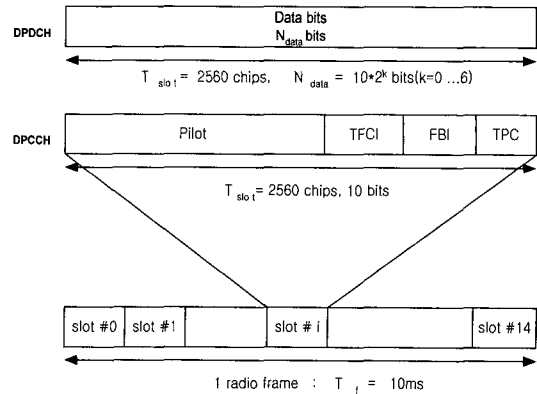


그림 2. 상향링크 DPDCH/DPCCH의 프레임 구조
Fig. 2. Uplink DPDCH/DPCCH frame structure.

(Dedicated Physical Control Channel)이다. 상향링크 DPCCH의 프레임(frame)은 15개의 슬롯으로 구성되어 있으며, 각 슬롯은 파일럿 심볼과 TFCI(Transport Format Combination Indicator), FBI(FeedBack Indicator), TPC(Transmit Power Control) 심볼로 구성되어 있다. 이 중에서 AFC는 파일럿 심볼만을 사용하며, 슬롯당 파일럿 심볼의 수는 시스템 운용 방법에 따라 최소 3개에서 최대 8개까지 사용 가능하다. 본 논문에서는 3GPP TS 25.213에 따라 Spreading과 Modulation을 적용하였으며, DPCCH slot #2를 적용하여 일반 모드에서 DPCCH 채널의 최소 파일럿 심볼수인 5 심볼을 기준으로 모의 실험을 수행하였다^[3].

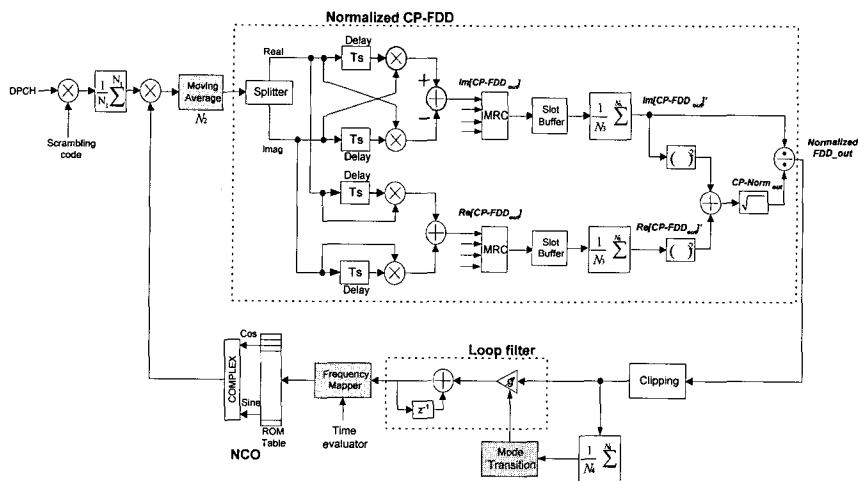


그림 3. 정규화 CP-AFC의 구조
Fig. 3. Structure of Normalized CP-AFC.

III. 정규화 CP-AFC 구조 및 동작 설명

본 논문에서 제안한 AFC의 전체 구조를 그림 3에 나타내었다. 하향 변환된 신호는 자동 이득 제어기(AGC)에 의해 평균 목표 진폭으로의 진폭 제어 및 수신 포락선의 동작 범위 억압이 이루어진 후 역확산되며, 역확산된 DPCH 중에서 DPCCH의 pilot 심볼만을 입력으로 받아 누적기에서 DPCCH의 확산인자(SF : Spreading Factor = 256)에 해당하는 256칩을 누적하여 심볼로 변환한다. 변환된 파일럿 심볼이 이동 평균 필터를 통과하여 FDD 입력이 되며, CP-FDD는 수신 신호의 주파수 오차에 해당하는 신호를 발생시키고, MRC(Maximal Ratio Combining) 블록을 통하여 다른 핑거(finger)의 신호와 결합된다. 이후 결합된 신호는 누적기를 통하여 더욱 잡음 영향을 감소시킨 형태로 정규화 블록으로 전해진다. 루프 필터에서는 정규화 된 FDD 출력에 원하는 추적 성능을 위한 이득을 부가하여 무한 누적을 수행하게 되며, 루프 필터의 출력을 받은 주파수 사상기(Frequency Mapper)는 심볼 주기마다 루프 필터의 출력과 ROM 테이블의 도약주소를 사상시켜 출력함으로써 주파수 오차를 보상한다.

1. 입력 신호의 정의

입력 신호는 수신 신호 중에서 DPCCH의 파일럿 심볼만을 입력으로 받아 DPCCH의 SF(Spreading Factor = 256)만큼 누적하여 심볼로 변환된 신호이며, 이러한 k 번째 파일럿 심볼을 나타내면 식(1)과 같다.

$$S(k) = \frac{1}{N_1} \sum_{m=kN_1}^{(k+1)N_1-1} \alpha_m \sqrt{E_c} \exp(j2\pi f_o T_s m) + w_k \quad (1)$$

여기서, N_1 은 1 심볼 당 칩 수(256)이며, f_o 는 주파수 오차(frequency offset), T_s 는 샘플링 주기(chip duration), E_c 는 칩 에너지, α_m 는 칩의 랜덤한 진폭을 나타낸다. 그리고 w_k 는 256칩 구간동안 누적한 심볼 신호의 잡음으로 가우시안 분포를 따르며, 전력은 N_0/N_1 이다.

WCDMA 시스템의 칩율(chip rate : 3.84 Mcps)은 대부분의 페이딩 변화에 비하여 시간적으로 매우 높기 때문에 α_m 는 한 심볼 구간 내에서 거의 동일한 값을 가

진다고 단순화 할 수 있으며, 결과적으로 k 번째 심볼의 랜덤한 진폭을 α_k 로 나타내면, k번째 파일럿 심볼을 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$S(k) = \frac{\alpha_k \sqrt{E_c}}{N_1} \sum_{m=kN_1}^{(k+1)N_1-1} \exp(j2\pi f_o T_s m) + w_k \quad (2)$$

2. 이동 평균 필터(Moving average filter)

이동 평균 필터의 사용은 CP-FDD 입력 신호의 누적 구간을 N_2 심볼 구간으로 증가시켜 CP-FDD 입력 신호에 대한 잡음의 영향을 감소시키며, 또한 CP-FDD 출력수를 증가시킴으로써 정규화된 누적을 증가시킨다. 식(2)의 단순화에서 언급한 바와 같이 이동 평균 필터를 통과한 신호의 랜덤한 진폭도 α_k 로 단순화 할 수 있으며, 이동 평균 필터를 통과한 k 번째 신호를 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M(k) = S(k-1) + S(k) = \frac{\alpha_k \sqrt{E_c}}{N_1 N_2} \sum_{m=(k-1)N_1}^{(k+1)N_1-1} \exp(j2\pi f_o T_s m) + \hat{w}_k \quad (3)$$

여기서, N_2 은 이동 평균 필터의 누적 구간(2 symbol duration)이며, \hat{w}_k 는 전력이 $N_0/N_1 N_2$ 인 AWGN 이다. DPCCH 채널의 최소 파일럿 심볼 수는 3 개이므로 CP-FDD 내부 연산이 가능하기 위해서는 이동 평균 필터의 누적 구간은 2 심볼 구간이 최대가 된다.

3. CP-FDD

기존의 CP-FDD 알고리즘은 이동 평균 필터를 통과한 현재 입력 신호 $M(k)$ 와 이전 입력 신호의 켈레 복소수 $M^*(k-1)$ 의 곱의 허수부분만을 사용하였으나^[5], 본 논문에서 제안한 normalized CP-FDD는 $M(k)$ 와 $M^*(k-1)$ 의 곱의 실수 부분과 허수 부분을 모두 사용한다. 그림 3에서 CP-FDD의 위쪽 가지는 출력의 허수 부분으로 기존의 CP-FDD 알고리즘에서 사용하던 부분이며, 아래 가지는 출력의 실수부분이다. CP-FDD_{out}은 식(4)와 같이 나타낼 수 있으며, 식(4)의 실수 부분과 허수 부분은 각각 식(5), (6)과 같다.

$$CP-FDD_{out} = M(k) \times M^*(k-1) \quad (4)$$

$$\text{Re}[CP-FDD_{out}] = \frac{\alpha_k \alpha_{k-1} E_c}{(N_1 N_2)^2} \frac{(1 - e^{j2\pi f_o T_s 2N_1})(1 - e^{-j2\pi f_o T_s 2N_1})}{(1 - e^{j2\pi f_o T_s})(1 - e^{-j2\pi f_o T_s})}$$

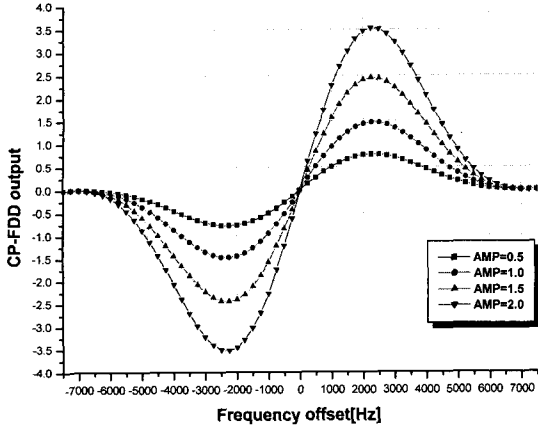


그림 4. 입력 신호 진폭 변화에 따른 CP-FDD 출력 특성
Fig. 4. Characteristics of CP-FDD output by variable input signal amplitude.

$$\begin{aligned} & \left(\frac{e^{j2\pi f_o T_s N_1} + e^{-j2\pi f_o T_s N_1}}{2j} \right) + W_{k,Re} \\ &= \frac{\alpha_{k-1} \alpha_k E_c}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{2 - e^{j4\pi f_o T_s N_1} - e^{-j4\pi f_o T_s N_1}}{2 - e^{j2\pi f_o T_s} - e^{-j2\pi f_o T_s}} \cos(2\pi f_o T_s N_1) + W_{k,Re} \\ &= \frac{\alpha_{k-1} \alpha_k E_c}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{1 - \cos(4\pi f_o T_s N_1)}{1 - \cos(2\pi f_o T_s)} \cos(2\pi f_o T_s N_1) + W_{k,Re} \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Im}[CP - FDD_{out}] &= \frac{\alpha_{k-1} \alpha_k E_c}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{(1 - e^{j2\pi f_o T_s 2N_1})(1 - e^{-j2\pi f_o T_s 2N_1})}{(1 - e^{j2\pi f_o T_s})(1 - e^{-j2\pi f_o T_s})} \\ & \left(\frac{e^{j2\pi f_o T_s N_1} - e^{-j2\pi f_o T_s N_1}}{2j} \right) + W_{k,Im} \\ &= \frac{\alpha_{k-1} \alpha_k E_c}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{2 - e^{j4\pi f_o T_s N_1} - e^{-j4\pi f_o T_s N_1}}{2 - e^{j2\pi f_o T_s} - e^{-j2\pi f_o T_s}} \sin(2\pi f_o T_s N_1) + W_{k,Im} \\ &= \frac{\alpha_{k-1} \alpha_k E_c}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{1 - \cos(4\pi f_o T_s N_1)}{1 - \cos(2\pi f_o T_s)} \sin(2\pi f_o T_s N_1) + W_{k,Im} \quad (6) \end{aligned}$$

여기서, $W_{k,Re}$, $W_{k,Im}$ 는 전력이 $2N_0(E_c + N_0/N_1N_2)/N_1N_2$ 인 AWGN 이다.

기존의 CP-FDD 방식(식(6))의 입력 신호 진폭 변화에 따른 출력특성을 그림 4에 나타내었다. 기존의 CP-FDD 출력은 입력 신호 진폭 변화에 출력 레벨이 민감하게 변화하므로 주파수 오차에 대해 고정된 기준을 설정할 수 없으며, AFC 루프의 안정성을 감소시킨다. 따라서 이러한 단점을 보완하기 위하여 정규화 블록을 도입하였다.

4. 정규화 블록(Normalization block)

기지국 모델 수신기 앞단에 AGC(Automatic Gain Control) 블록이 있으나 잡음까지 포함한 신호의 진폭을 일정하게 조절하므로 입력 신호의 진폭은 또한 변화하게 되고 따라서 CP-FDD의 출력 값이 채널 환경에 따라 바뀌게 되어 주파수 오차 추정에 대한 명확한 기준을 얻을 수 없게 된다. 그러나 정규화 블록의 사용으로 인해 입력 신호 진폭 변화에 무관한 CP-FDD의 동작을 얻을 수 있으므로 정확한 주파수 오차에 대한 정확한 추정이 가능하게 된다.

정규화 알고리즘을 사용하기 위하여 CP-FDD 출력의 진폭은 $CP - FDD_{out}$ 의 실수 부분과 허수부분을 사용하여 구할 수 있으며 식(7)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} CP - Norm_{out} &= \sqrt{\text{Re}[CP - FDD_{out}]^2 + \text{Im}[CP - FDD_{out}]^2} \\ &= \frac{\alpha_{k-1} \alpha_k E_c}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{1 - \cos(4\pi f_o T_s N_1)}{1 - \cos(2\pi f_o T_s)} \quad (7) \end{aligned}$$

식 (7)의 첫 번째 부분은 입력 신호의 진폭이며, 두 번째 부분은 CP-FDD 출력의 감쇠 인자(attenuation factor)이다. 이러한 감쇠 인자는 CP-FDD 출력의 개루프 특성인 S-curve의 선형화 구간을 감소시킨다.

식(8)에 정규화된 CP-FDD 출력을 나타내었다.

$$\begin{aligned} CP - FDD_{norm} &= \frac{\text{Im}[CP - FDD_{out}]}{\sqrt{\text{Re}[CP - FDD_{out}]^2 + \text{Im}[CP - FDD_{out}]^2}} \\ &= \frac{\frac{\alpha_{k-1} \alpha_k E_c}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{1 - \cos(4\pi f_o T_s N_1)}{1 - \cos(2\pi f_o T_s)} \sin(2\pi f_o T_s N_1)}{\frac{\alpha_{k-1} \alpha_k E_c}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{1 - \cos(4\pi f_o T_s N_1)}{1 - \cos(2\pi f_o T_s)}} \\ &= \sin(2\pi f_o T_s N_1) \quad (8) \end{aligned}$$

식 (8)로부터 CP-FDD 출력의 랜덤한 신호 진폭과 감쇠 인자를 제거할 수 있음을 알 수 있다. 그림 5는 본 논문에서 제안한 정규화된 CP-FDD 출력의 개루프 특성을 나타낸다. 감쇠 인자를 제거함으로써 이동 평균 필터만을 사용한 일반적인 CP-FDD 출력보다 normalized CP-FDD의 출력이 더 넓은 선형화 구간을 갖는 것을 알 수 있으며, 이것은 더 큰 범위의 주파수 오차에 대한 안정된 보상이 가능하다는 것을 의미한다.

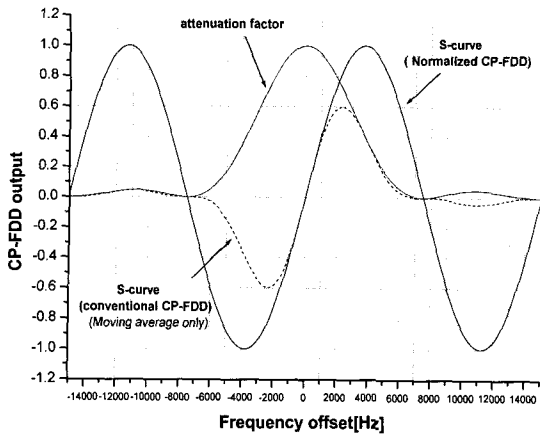


그림 5. Normalized CP-FDD의 개루프 특성(S-curve)
Fig. 5. Open loop characteristics of the normalized CP-FDD(S-curve).

5. Normalized CP-FDD의 정상상태 지터 분석
입력 신호의 잡음 성분은 FDD 출력의 정상상태 지터(jitter)를 발생시키며, 이것은 AFC 루프 전체의 안정도를 결정하는 중요한 요인이 된다.

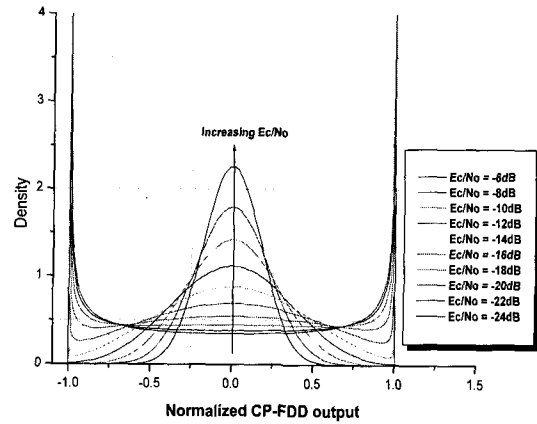
입력신호의 랜덤한 진폭이 "1"이라고 가정하면, normalized CP-FDD의 출력은 식 (9)와 같다.

$$CP-FDD_{norm} = \frac{\frac{Ec}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{1 - \cos(4\pi f_o T_s N_1)}{1 - \cos(2\pi f_o T_s)} \sin(2\pi f_o T_s N_1) + W_{k,lm}}{\sqrt{\left(\frac{Ec}{(N_1 N_2)^2} \cdot \frac{1 - \cos(4\pi f_o T_s N_1)}{1 - \cos(2\pi f_o T_s)}\right)^2 + \hat{W}}} \quad (9)$$

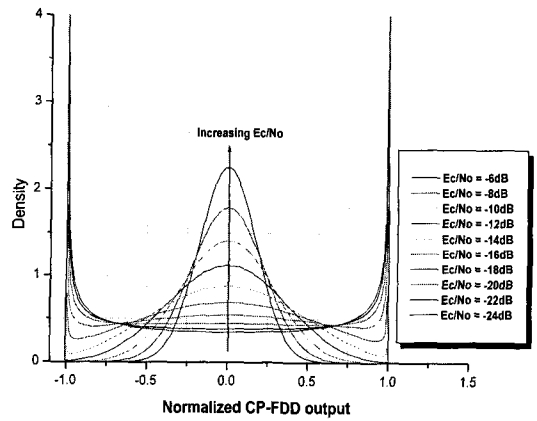
정상상태시 주파수 오차는 거의 'zero' 이므로 $\cos(4\pi f_o T_s N_1) \approx \cos(2\pi f_o T_s)$ 이며, $Ec^2 / (N_1 N_2)^4 \approx 0$ 이다 따라서 normalized CP-FDD의 정상상태에서의 출력은 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$CP-FDD_{norm} = \frac{W_{k,lm}}{\sqrt{\hat{W}}} \quad (10)$$

여기서 $W_{k,lm}$ 는 평균이 'zero'이고 분산(variance)이 $2N_0(Ec + N_0 / N_1 N_2) / N_1 N_2$ 인 가우시안 분포를 따른 잡음이며, \hat{W} 는 central chi-square 분포를 따르는 잡음과 non-central chi-square 분포를 따르는 잡음의 합이다. 또한 $W_{k,lm}$, \hat{W} 은 구성하는 잡음 성분이 동일하므로 독립적이지 않다.^[10, 11] 따라서 normalized CP-FDD



(a) Simulation



(b) Curve fitting

그림 6. normalized CP-FDD 출력의 pdf
Fig. 6. pde of the normalized CP-FDD output.

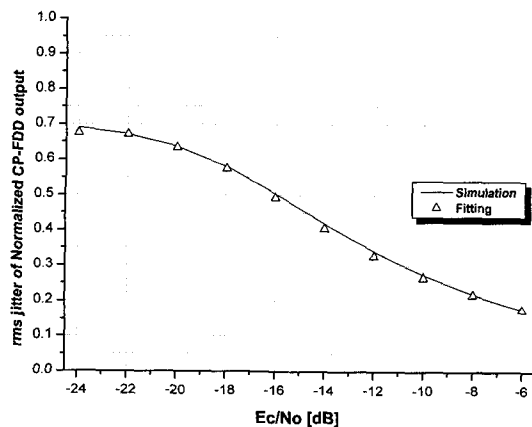


그림 7. Normalized CP-FDD 출력의 정상상태 지터 (Simulation vs. analysis)
Fig. 7. Steady state jitter of normalized CP-FDD output(Simulation vs. analysis).

출력의 지터를 구하기 위한 pdf(probability density function) 계산은 매우 어렵다. 따라서 본 논문에서는 컴퓨터 모의 실험을 통해서 얻은 출력의 pdf를 근사화하여 normalized CP-FDD의 지터를 계산하는 방법을 선택하였다.

그림 6의 (a), (b)에 컴퓨터 모의 실험으로 얻은 normalized CP-FDD 출력의 pdf와 근사화(curve-fitting)를 통한 pdf를 나타내었으며, (a), (b)는 거의 동일함을 알 수 있다.

Normalized CP-FDD 출력 pdf의 근사화는 식(11)에 나타낸 것과 같이 Truncated Gaussian 분포^[7]를 사용하여 근사적으로 나타낼 수 있다.

$$p(x) = \left[\frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \left| \operatorname{erf}\left(\frac{L_1}{\sqrt{2}\sigma}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{L_2}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right| \right]^2 \cdot \frac{e^{(\alpha x)^2}}{\sqrt{1-x^2}} \beta$$

$$\alpha = \frac{2e^{-\left(\frac{1}{2}m_{norm}^4 + 1.55\sigma\right)}}{\sqrt{3}\sigma} - \sqrt{0.7(m_{norm} - \sigma)} + 1.5$$

$$\beta = -\frac{2e^{\sqrt{0.6}\sigma - m_{norm}^4}}{\sqrt{5}\sigma} + 0.75e^{-(2m_{norm} - \sigma)} + 1.27 \quad (11)$$

여기서 σ 는 기존의 CP-FDD 출력($\operatorname{Im}[CP-FDD_{out}]$)의 표준편차(standard deviation)이며, m_{norm} 은 정규화 블록의 출력($CP-Norm_{out}$) 평균이다. 그리고 L_1, L_2 는 CP-FDD 출력의 상향 경계 및 하향 경계이며 본 근사화에서는 1과 -1이 된다.

그림 7은 식(11)에서 근사화한 normalized CP-FDD의 pdf를 이용하여 구한 정상상태 지터와 모의 실험을 통하여 얻은 지터를 비교하고 있으며, 거의 모든 잡음 전력에 대하여 모의실험 값과 pdf 근사화를 통한 값의 차이는 최소 0.13%, 최대 3%이내의 오차를 나타냄으로 근사화가 유효함을 알 수 있다.

6. 모드 변환

모드 변환 블록(mode transition block)에서 지원하는 다단 추적 모드는 초기 모드(initial mode), 포착 모드(acquisition mode), 추적 모드(tracking mode)의 3단계로 구성되어 있으며, 각 모드는 임계치를 기준으로 동작한다. 이러한 다단 추적 모드의 사용은 normalized CP-FDD의 출력이 입력 신호 진폭에 상관없이 주파수 오차에 대한 일정한 값을 가지기 때문에 가능한 것이다. 다단 추적 모드에서 변환은 normalized CP-FDD 출력을 일정구간 누적하여 평균한 값과 임계치의 비교로 결

정되며, 루프 필터의 이득을 조절함으로써 이루어진다. 본 논문에서는 주파수 오차 100Hz에 해당하는 normalized CP-FDD 출력(0.04)을 모드 변환의 기준으로 설정하였으며, 6 프레임의 구간동안 누적한 값을 임계치와 비교하여 연속적으로 3회 동일한 상태에 있을 경우 모드 전환을 수행하도록 설정하였다.

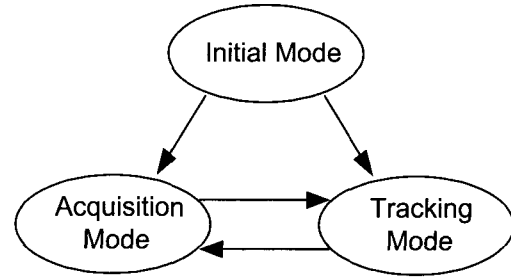


그림 8. 다단 추적 모드의 변환

Fig. 8. Mode transition of the multi-stage tracking mode.

그림 8에 다단 추적 모드의 변환을 나타내었다. 초기 모드는 처음 AFC가 동작될 때 사용되며, 매우 적은 루프 필터 이득을 사용함으로 FDD 출력의 값이 루프 필터의 값에 큰 변화를 주지 않게 한다. 따라서 현재의 주파수 오차를 측정할 수 있으며, 측정된 주파수 오차가 기준치보다 크면 포착 모드로, 기준치보다 작으면 추적 모드로 변환하는 동작을 수행한다.

포착(Acquisition)모드는 주파수 오차가 큰 경우에 사용되는 모드로써 큰 루프 필터 이득을 사용하여 현재의 FDD의 출력 값이 루프 필터에 많이 반영되게 함으로써 빠른 주파수 오차추적을 가능하게 하나 지터가 큰 단점을 가진다. 추적(Tracking) 모드는 주파수 오차가 적은 경우에 사용되는 모드로써 적은 루프 필터 이득을 사용하여 현재의 FDD 출력 값이 루프 필터에 적게 반영되게 함으로써 느리지만 지터가 적은, 정확한 주파수 추적을 수행하게 된다.

주파수 오차 보상에서 다단 추적 모드의 사용은 주파수 오차의 크기에 따른 능동적인 오차 보상을 가능하게 한다. 즉, 큰 주파수 오차 발생 시에는 포착 모드의 사용으로 시간적으로 빠른 주파수 추적을 수행할 수 있으며, 정상상태에서 지터를 최소화하여 정확한 보상을 수행한다.

7. 루프 필터 / 주파수 사상기

루프 필터는 입력 값에 이득(gain)을 곱하여 이전의

값과 더하는 무한 누적을 수행하게 되며, 무한 누적을 통해서 주파수 오차에 해당하는 FDD 출력 값으로 수렴하게 된다. 루프 필터의 이득은 AFC 루프의 중요한 파라미터로 주파수 오차에 대한 AFC의 추적 시간 성능과 정상 상태시의 안정도를 조절한다.

주파수 사상은 주파수 오차에 대한 루프 필터의 출력을 1 프레임마다 입력으로 받아 그에 해당하는 보상 주파수를 발진하는 NCO의 도약율을 결정한다.

8. NCO

NCO(Numerical Controlled Oscillator)는 기존에 사용하던 아날로그 방식의 VCO(Voltage Controlled Oscillator)와 다른 디지털화 된 구조로 ROM 테이블에 sine 곡선의 1/4 주기에 해당하는 값들을 저장하고 있으며, 주파수 사상기로부터 받은 주파수 도약 주소에 따라 ROM 테이블의 값들을 1 심볼 주기마다 출력하여 주파수 오차에 대한 신호를 만들어 주파수 오차를 보상하게 된다. ROM 테이블의 크기는 전체 AFC 루프의 해상도를 결정하며, 본 연구에서는 실제 구현상의 복잡도를 고려하여 2의 지수승의 주소를 갖으면서도 원하는 해상도를 얻기 위하여 256개의 ROM 테이블을 사용하였다.

IV. 모의 실험 결과 및 분석

모의 실험에 고려된 채널 환경은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)환경과 페이딩 환경(slow : 3km/h - 5.556Hz, fast : 200km/h - 370.37Hz)환경이며, 확산(spreading)과 데이터 변조(modulation)는 3GPP TS 25.213을 따르는 역방향 링크 물리 채널을 사용하였다. 누적 구간은 N1 이 1 심볼 구간(256 칩 구간), N2는 이동평균 필터의 누적 구간으로 2 심볼 구간, N3 는 정규화 이전의 구간으로써 정규화시의 잡음 영향을 줄이기 위하여 1 프레임 구간으로 하였으며, normalized CP-FDD 출력이 정규화 블록의 사용으로 채널 환경에 따라 오동작 하는 것을 막기 위하여 FDD 출력을 주파수 오차 ±2000 HZ에 해당하는 ±0.75로 클리핑(clipping)하는 클리핑 회로를 첨가하였다. 다만 추적 모드 적용시 모드 간의 전환은 잡음과 페이딩(fading), 그리고 이동국의 갑작스런 이동 속도 증가 및 감소로 인한 FDD 출력의 변화에도 안정적으로 동작하기 위하여 연속 3번의 측정 주기(6 frames 당 1 번)에 측정된 주파수 오차의 값이 모두 임계치와 비교하여 동일한 상태를 나타낼 때 모드

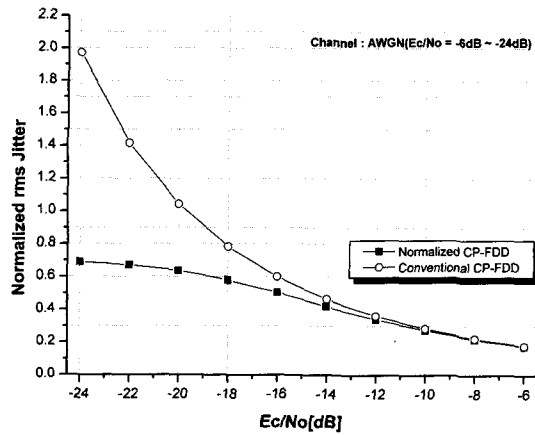


그림 9. 정규화된 rms 지터 비교(Normalized CP-FDD vs. conventional CP-FDD)

Fig. 9. Comparison of the normalized rms CP-FDD output jitter (Normalized CP-FDD vs. conventional CP-FDD).

전환을 수행하게 하였으며, 또한 하나의 칩 신호를 8개의 샘플로 오버샘플링 하여 roll-off factor가 0.22인 RCF를 통과 시켜 신호를 생성하였다.

그림 9는 기존의 CP-FDD와 본 논문에서 제안한 normalized CP-FDD의 출력에 대한 정규화된 지터 성능 비교를 통하여 제안한 방식이 우수함을 나타내고 있다. 높은 Ec/No 환경에서는 제안한 방식과 기존 방식간의 큰 차이는 없으나 열악한 채널 환경에서 제안한 방식이 더욱 우수한 지터 성능을 나타냄을 알 수 있다.

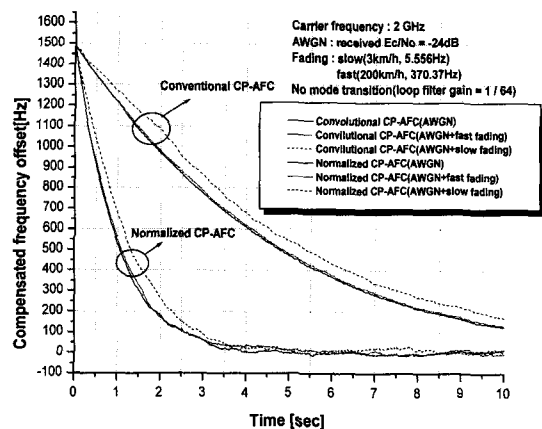


그림 10. 추적 속도 비교(Normalized CP-FDD vs. conventional CP-FDD)

Fig. 10. Comparison of the tracking speed between normalized CP-FDD and conventional CP-FDD.

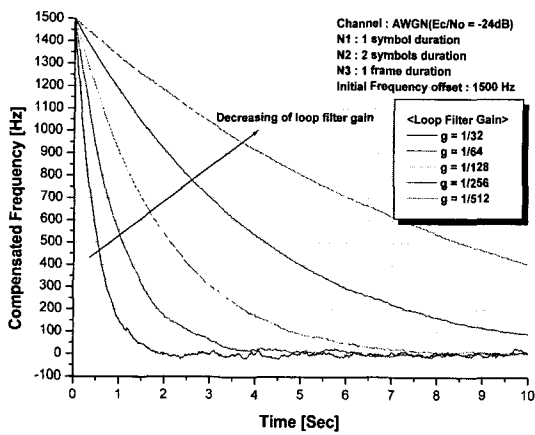
그림 10은 기존의 CP-FDD와 normalized CP-FDD를 AFC 루프에 적용한 경우에 대한 추적성능을 비교하고 있다. 모의 실험에 사용된 loop filter gain은 1/64이며, AWGN과 페이딩 채널 환경에서의 추적 성능을 비교하였다. 추적 성능면에서도 제안한 normalized CP-FDD 알고리즘이 기존의 CP-FDD 알고리즘에 비하여 빠른 추적 성능을 나타내는 것을 알 수 있다.

루프 필터 이득에 따른 Normalized CP-AFC 루프의 주파수 오차에 대한 추적 성능을 그림 11에 보였다. 큰 루프 필터 이득을 사용하면 주파수 오차에 대한 빠른 추적 성능을 얻을 수 있으나 정상상태시의 지터가 증가

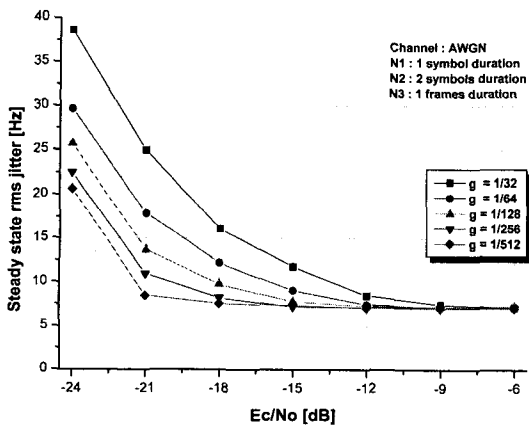
하며, 이것은 큰 루프 필터 이득으로 인해 FDD의 출력이 루프 필터에 많은 비율로 인가되기 때문이다. 따라서 추적 속도는 빨라지고, 잡음으로 인한 FDD 출력의 변화에 민감해지기 때문에 정상상태시의 지터가 증가된다. 반대로 적은 루프 필터 이득을 사용하면 루프 필터로 인가되는 FDD 출력의 크기가 감소하기 때문에 추적 속도는 느려지고 잡음으로 인한 정상상태의 지터는 감소하게 된다. 이러한 루프 필터 이득의 변화로 인한 추적 시간 및 정상상태 지터 성능을 이용하여 다단 추적 모드를 구성하면 더욱 효율적인 주파수 추적을 수행하게 된다.

본 논문에서는 그림 11과 같은 주파수 오차에 대한 추적 시간 성능과 정상상태 지터 성능을 고려하여 초기 모드에서는 작은 루프 필터 이득 1/512를 사용하여 주파수 보상을 거의 하지 않으면서 현재의 주파수 오차를 측정하였고, 포착 모드에서는 1/32의 루프필터 이득을 사용하여 큰 주파수 오차에 대한 빠른 주파수 오차 보상을 가능하게 하였으며, 추적 모드에서는 안정적인 보상과 주파수 추적 시간적 성능을 고려하여 1/256의 루프 필터 이득을 사용하였다. 또한 모드 전환의 기준은 주파수 오차 100Hz에 해당하는 CP-FDD 출력(0.04)를 사용하였다.

그림 12에 각 채널 환경에서의 다단 추적 모드를 적용한 주파수 오차에 대한 추적 성능과 정상상태 지터 성능을 보였다. 그림 12(a)에서 다단 추적 모드를 적용한 결과가 단일 모드 적용시보다 주파수 오차의 크기에 따른 능동적인 주파수 오차 보상을 수행함을 알 수 있다. E_c/N_0 가 -12dB이상인 환경에서는 추적 성능 및 정상상태 지터 성능의 심한 차이를 보이지 않으나 -12dB



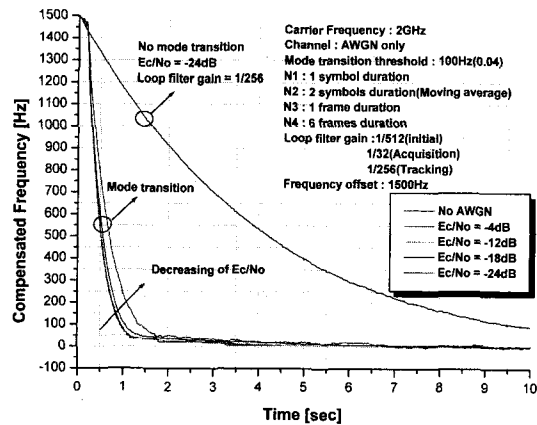
(a) 추적 성능
(a) Tracking performance



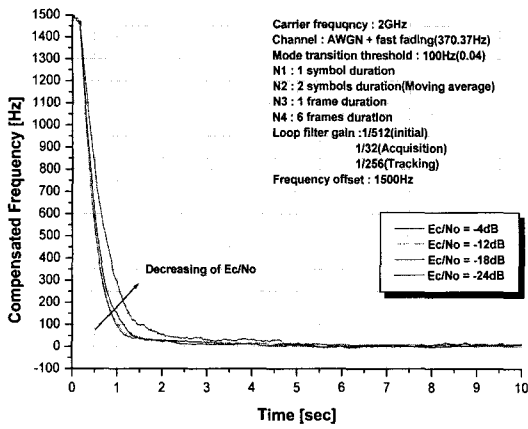
(b) 정상상태 지터
(b) Steady state jitter

그림 11. 루프 필터 이득에 따른 AFC 루프의 추적 성능 및 정상 상태 지터

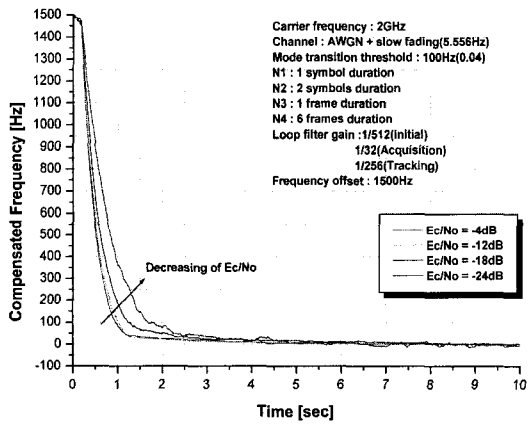
Fig. 11. The tracking and steady state jitter performance for variable loop filter gain.



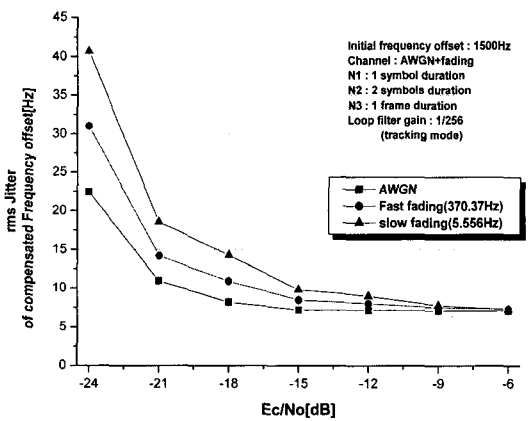
(a) AWGN



(b) Fast fading



(c) Slow fading



(d) steady state jitter

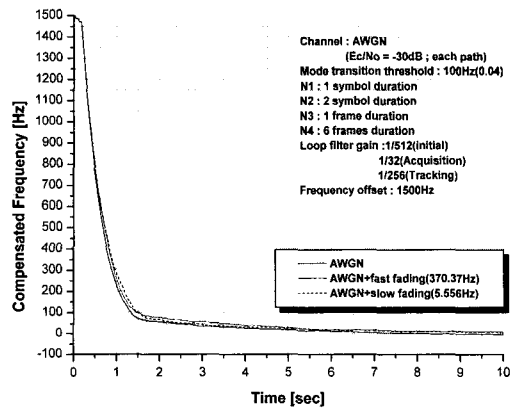
그림 12. 다단 추적 모드를 적용한 normalized CP-AFC의 성능

Fig. 12. Performance of Normalized CP-AFC with multistage tracking mode.

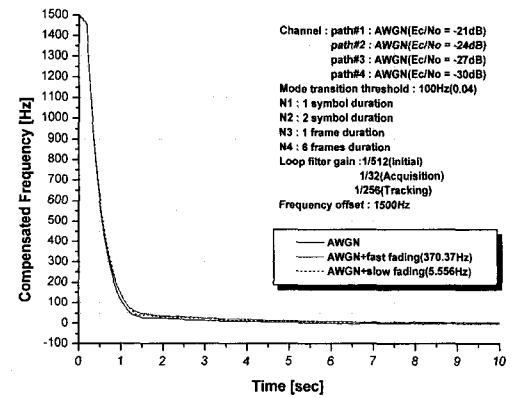
표 1. AFC 동작 후 동일 시점의 잔여 주파수 오차(초기 주파수 오차 1500Hz, $E_c/N_o = -24\text{dB}$, 1.5 sec 시점)

Table 1. Remained frequency offset at the Same time point after AFC operation. (Initial freq. effect=1500Hz · $E_c/N_o = -24\text{dB}$, 1.5sec point)

채널 환경	AWGN	Fast fading	Slow fading
잔여 frequency offset	79.25616 Hz	96.83237 Hz	146.63164 Hz



(a) 경로별 동일 전력을 부가하였을 경우
 (a) Equal power at each path



(b) 경로별 차등적인 전력을 부가하였을 경우
 (b) Different power at each path

그림 13. 다중 경로에서의 추적 성능

Fig. 13. Tracking performance of normalized CP-FDD in multipath(1 Ant. 4 Path).

이하의 환경에서는 주파수 오차에 대한 추적 시간 및 정상상태 지터가 증가됨을 확인할 수 있다. 또한 고속

페이딩(fast fading) 환경에서는 페이딩으로 인한 입력 신호 진폭이 입력 신호의 주기에 비하여 빠르게 변화하기 때문에 AWGN 채널의 성능과 큰 차이를 보이지 않으나, 저속 페이딩(slow fading) 환경에서는 입력 신호 진폭이 느리게 변화하므로 주파수 오차에 대한 추적이 불안정하여 추적 시간의 증가와 정상상태 지터의 증가를 초래한다. 이것은 주어진 이동평균 필터의 구간이 저속 페이딩의 변화특성을 제거할 만큼 길지 않음에서 기인한다. 긴 누적 구간을 가지는 이동 평균 필터의 사용으로 저속 페이딩에 대한 성능 저하를 막을 수 있으나 DPCCH의 파일럿 심볼 수가 최소 3 개이므로 cross-product(CP)를 하기 위하여 본 논문에서는 이동평균 필터의 누적구간을 2 심볼 구간으로 설정하였다. 따라서, 이동 평균 필터의 사용으로 저속 페이딩 환경에서 페이딩으로 인한 영향을 효과적으로 감소시킬 수 없다. 표 1에 E_c/N_0 가 -24dB인 환경에서 AFC 동작 후 동일 시점의 잔여 주파수 오차를 각 채널 환경별로 나타내었다. 페이딩 환경에서 약간의 성능 저하가 있으나 제안된 AFC는 E_c/N_0 가 -24dB인 환경에도 안정적인 성능을 나타낸다.

그림 13에 다중 경로(1 Ant. 4 path) 환경에서의 성능을 보였다. 다중 경로환경에서의 성능은 4 개의 path에 송신 안테나에서 전송한 신호 전력이 동일한 전력 비와 서로 다른 비로써 각 경로에 부가되도록 구성하여 성능을 검증하였으며, 4 개의 경로간의 시간 지연은 각각 2 칩 구간으로 설정하였다. 또한 루프필터의 이득은 단일 경로와 동일하게 적용하였다.

단일 경로에 대한 결과와 비교할 때 추적 성능면에서 두드러진 시간적인 이득은 없으나, 페이딩 채널 환경에서 단일 경로의 성능보다 안정적인 주파수 추적을 수행한다.

V. 결 론

본 논문에서는 WCDMA 역방향 링크 수신기용 normalized CP-AFC를 제안하였다. 기존의 CP-FDD의 단점인 입력 신호 진폭에 민감한 출력 특성을 보완하기 위하여 정규화 블록을 사용하였으며, 또한 WCDMA 역방향 링크에서는 파일럿 신호가 채널 타입이 아닌 심볼 타입이며 또한 파일럿 심볼의 수도 가변적이므로 CP-FDD 입력단에 이동 평균 필터를 사용하여 잡음에 대한 내성을 향상 시켰다. 루프 필터의 이득에 따른 추적 속

도 및 정상상태 지터 성능을 기반으로 다단 추적 모드를 적용하여 주파수 오차에 크기에 따른 능동적인 보상을 가능하게 하였으며, 주파수 사상기와 ROM 테이블을 사용한 주소 도약 방식의 NCO를 사용하여 주파수 오차를 보상하였다. 또한 페이딩 환경에서의 성능의 열화를 다중 경로의 사용으로 보상하였다. 수식적인 분석과 모의 실험으로 제안한 방식이 우수함을 보였으며, 다단 모드와 다중경로 적용시의 성능을 제시하였다. 본 논문에서 제안한 normalized CP-FDD는 기지국용으로 개발되었으나 단말기에 적용시에도 적은 복잡도를 가지면서 우수한 성능을 보일 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] 최형진, 동기방식 디지털 통신, 교학사, pp. 138-160, 1995.
- [2] Harish Viswanathan and Rajeev Krishnamoorthy, "A frequency offset estimation technique for frequency-selective fading channels," IEEE Communication letters, vol. 5, no. 4, pp. 166-168, April 2001.
- [3] F.D. Natali, "AFC tracking Algorithms," IEEE Trans. Comm., vol. COM-32, pp. 935-947, Aug. 1984.
- [4] F.M. Gardner, "Properties of Frequency Difference Detectors," IEEE Trans. Comm., vol. COM-33, no.2, Feb. 1985.
- [5] A.N. D'Andrea and U. Mengali, "Design of Quadri-correlators for Automatic Frequency Control system," IEEE Trans. Comm., June 1993.
- [6] N. Mochizuki, and T. Sugiyama, "A new AFC circuit employing double-product discriminator in vary low CNR environment," IEICE Trans. Commun., vol. E80-B, no. 1, pp.25-32, Jan. 1997.
- [7] Walter R. Braun, "Performance analysis for the expending search PN acquisition algorithm," IEEE Trans. Comm., vol. COM-30, no. 3, pp. 424-435, Mar. 1982.
- [8] C. Travis, "Automatic frequency control," Proc. IRE, vol. 23, pp. 1125, Oct. 1995.
- [9] F.M. Gardner, "Characteristics of Frequency

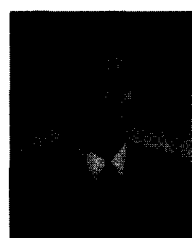
Tracking Loops," IEEE Trans. Comm., vol. COM-33, no. 2, pp. 226-240, Feb. 1985.

[10] A. Leon-Garcia, Probability and random processes for electrical engineering. New York: Addison-Wesley, 1994.

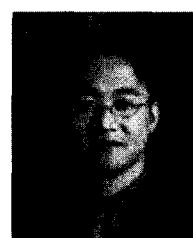
[11] John G. Proakis, Digital communications. New York: McGraw-Hill, 1995.

[12] 3GPP Technical Specification Group Radio Access Network TS. 25-Series, Physical Layer Procedures, Release 1999.

저 자 소 개



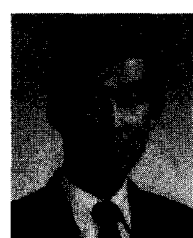
都周鉉(正會員)
 2001년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업. 2001년 3월~현재 : 성균관대학교 대학원 전기전자 및 컴퓨터 공학과 석사과정. <주관심분야 : 무선통신, CDMA MODEM 동기화 기술>



李映鏞(正會員)
 1998년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업. 2000년 2월 : 성균관대학교 대학원 전기전자 및 컴퓨터공학과 석사. 2000년 3월~현재 : 성균관대학교 대학원 전기전자 및 컴퓨터 공학과 박사과정. <주관심분야 : 이동통신, 무선통신, 동기화 기술>



金容哲(正會員)
 1983년 2월 : 성균관대 전자공학과 졸업. 1983년 1월 : 삼성전자 중앙연구소 입사. 1991년 5월 : 발명의 날 '대통령상'. 2000년 2월 : 삼성그룹 기술상 '대상'. 2000년 4월 : 정보통신의 날 '국무총리상'. 1998년 3월~2000년 2월 : 성균관대 겸임교수. 2000년 3월~현재 : IDEC(KAIST) 운영위원. 1998년 4월~현재 : 삼성전자 통신연구소 수석연구원. <주관심분야 : IMT2000단말모뎀 개발>



崔炯辰(正會員)
 1974년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업. 1976년 2월 : 한국과학기술원 석사. 1976년 3월~1979년 7월 : (주)금성사 중앙연구소 연구원. 1979년 9월~1982년 12월 : 미국 University of Southern California 전기공학과 공학박사. 1982년 10월~1989년 2월 : 미국 Lincom Corp. 연구원. 1989년 3월~현재 : 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학과(정보통신공학부) 교수. <주관심분야 : 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술>