Burst OFDM 시스템을 위한 차동 상관 기반의 프레임 동기 알고리즘

준회원 엄 중 선*, 정회원 도 주 현*, 김 민 구**, 종신회원 최 형 진*

Frame Synchronization Algorithm based on Differential Correlation for Burst OFDM System

Jung-Sun Um* *Associate Member*, Joo-Hyun Do*, Min-Gu Kim**, *Regular Members*
Hyung-Jin Choi* *Lifelong Members*

요 약

버스트 방식 OFDM 시스템에서의 프레임 동기는 수신된 프레임의 시작 위치를 판단하고, 정확한 FFT-window 위치 추정을 위해 가장 우선적으로 수행되어야 한다. 유효 OFDM 심볼 내의 규정된 반복 패턴 또는 보호 구간의 상관을 이용하는 기존의 일반적인 프레임 동기 방식은 연속적으로 증가하다 감소하는 상관 출력 특성에 의해 정확한 프레임 시작 지점 검출이 어려우며, 수신 신호와 기준 신호 간의 상관 특성을 이용하는 방식은 주파수 옵셋으로 인한 성능 열화를 초래한다. 따라서, 본 논문에서는 프레임 동기 방식으로서 주파수 옵셋에 강인하고 정확한 프레임 시점 검출이 가능한 차동 상관(Differential Correlation) 방식을 기반으로 한 새로운 알고리즘을 제안하였다. 그러나, 일반적인 차동 신호의 상관 결과는 프리앰블의 반복 구조에 의해 다수의 Peak를 가지게 되며 이로 인하여 정확한 프레임 동기의 검출 성능이 열화된다. 본 논문에서는 이러한 차동 검출 방식의 단점을 보완하기 위하여 차동 신호 생성 시 반복되는 동일 패턴 구간의 샘플을 이용하여 단일 상관 Peak를 갖는 알고리즘을 제안한다. 또한 다중경로 페이딩 채널 환경에서 페이딩에 의한 프레임 시작 위치 검출 에러를 줄이기 위하여 신호 전력으로 상관 출력 값을 정규화하는 블록을 도입함으로써 고속 이동 채널 환경에서의 프레임 시작 지점 검출 확률을 높였다.

Key Words : OFDM, wireless MAN, frame synchronization, differential correlation

ABSTRACT

In burst OFDM system, the frame synchronization should be performed first for the acquisition of received frame and the estimation of the correct FFT-window position. The conventional frame synchronization algorithms using design features of the preamble symbol, the repetition pattern of the OFDM symbol by pilot sub-carrier allocation rule and Cyclic Prefix(CP), has difficulty in the detection of precise frame timing because its correlation characteristics would increase and decrease gradually. Also, the algorithm based on the correlation between the reference signal and the received signal has performance degradation due to frequency offset. Therefore, we adopt a differential correlation method that is robust to frequency offset and has the clear peak value at the correct frame timing for frame synchronization. However, performance improvement is essential for differential correlation methods, since it usually shows multiple peak values due to the repetition pattern. In this paper, we propose an enhanced frame synchronization algorithm based on the differential correlation method that

* 성균관대학교 전자전기공학과 통신시스템연구실(hjchoi@ece.skku.ac.kr), **삼성전자 TN총괄 통신연구소(mingu.kim@samsung.com),
논문번호 : KICS2005-03-120, 접수일자 : 2005년 9월 6일

shows a clear single peak value by using differential correlation between samples of identical repeating pattern. We also introduce a normalization scheme which normalizes the result of differential correlation with signal power to reduce the frame timing error in the high speed mobile channel environments.

Ⅰ. 서 론

버스트 방식의 OFDM(A) (Orthogonal Frequency Division Multiplexing /Multiple Access) 시스템을 기반으로 하는 최근의 Wireless MAN 및 휴대 인터넷(WiBro) 시스템은 기존 Wireless LAN과는 달리 고정된 옥내 무선 채널 환경뿐만 아니라 이동성을 고려한 다중 경로 페이딩 환경에서의 동작을 목표로 한다. 따라서, 다중 경로 환경 및 고속 이동 환경에서 강인한 성능을 갖는 프레임 동기 알고리즘이 요구된다.

일반적으로 OFDM(A) 기반의 무선 통신 시스템에서는 프레임 동기를 통하여 수신 신호를 검출하고, 프레임의 시작 지점을 판단하여 보호구간을 제거함으로써 FFT Window 위치 복원을 수행하므로 정확한 프레임 시작 지점 검출이 요구된다[1],[2].

수신된 프리앰블 신호의 유효 심볼 구간의 반복 특성을 이용한 상관 및 보호 구간(CP ; Cyclic Prefix, GI : Guard Interval)의 상관을 통한 기존의 프레임 동기 알고리즘은 상관 출력 특성이 연속적으로 증가하다 감소하는 time metric을 형성하므로 잡음 및 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 정확한 프레임 시작 지점에 대한 검출 확률이 저하되며, 또한 수신된 신호와 기준 프리앰블 신호 간의 상관을 통한 프레임 동기 알고리즘은 정확한 프레임 시작 지점에서 Peak 값을 나타내므로 기존 방식보다 정확도는 우수하나 주파수 옵셋에 대한 저항성이 결여된다[3]-[7].

본 논문에서는 기존의 프레임 동기 알고리즘과 달리 주파수 옵셋에 의한 영향을 제거하기 위하여 수신되는 신호에 대해 차동 상관(Differential Correlation) 방식을 기반으로 한 알고리즘을 제시하였다[8]. 그러나 반복 구조를 갖는 프리앰블에 대한 차동 상관 특성은 다수의 Peak 출력을 가지게 되며 이로 인하여 다중 경로 페이딩의 영향 및 잡음에 의해 프레임 시작 위치를 오인할 가능성이 증가된다. 따라서, 제안하는 알고리즘에서는 프리앰블 심볼 구간 내의 반복 특성을 고려하여 동일한 특성을 가지는 두 OFDM 샘플 간의 차동 신호를 생성하고 이를 상관함으로써 다중 Peak를 제거하였으며, 신호 전력으로 상관 값을 정규화는 블록을 추가함으로써 페이딩 채널 환경에서의 성능 향상을 도모하였다. 프레임 동기 알고리즘의 성능 평가를 위하여 국내 WiBro 규격에 의거한 신호 구조를 적용하였으며, Cell ID 검출을 위한 초기 프레임 동기가 아닌 Cell ID 검출 이후의 데이터 신호 수신을 위한 프레임 동기를 가정하였다[9].

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 장에서는 기존 프레임 동기 알고리즘의 분석을 통하여 프레임 동기 알고리즘의 상관 방식을 결정하였으며, 3 장에서는 제안하는 알고리즘의 구조 및 특징을 설명하였다. 4 장에서는 제안하는 프레임 동기 알고리즘의 컴퓨터 모의 실험 결과를 나타내었으며, 마지막으로 5 장에서 결론을 맺는다.

Ⅱ. 기존 프레임 동기 알고리즘 분석을 통한 상관 방식의 결정

기존 프레임 동기 알고리즘은 크게 유효 심볼 구간 및 보호 구간의 반복 특성을 이용한 방식과 기준 프리앰블 신호의 상관을 이용한 방식, 그리고 차동 상관 방식으로 구분할 수 있다. 본 장에서는 휴대 인터넷 시스템에 적합한 프레임 동기 알고리즘 설계를 위한 상관 방식 결정을 위하여 각 방식에 대한 분석을 수행한다.

2.1 유효 심볼 구간 및 보호 구간의 반복 특성을 이용한 상관 방식

신호의 반복 특성을 이용하는 프레임 동기 알고리즘은 프리앰블 심볼의 유효 심볼 구간 내의 반복 패턴 또는 보호 구간의 동일 패턴을 통해 수행되며, 그림 1과 같이 수신되는 OFDM 신호의 현재 샘플과 동일 패턴 사이의 간격(N_{rep}) 이전의 샘플 간의 상관 값을 동일 패턴의 길이(n) 동안 상관을 수행해야 하므로 그림 2와 같은 연속된 상관 출력 특성을 갖는다[3],[4]. 그림 2는 이상적인 채널 환경에서의 보호구간의 상관을 이용하는 방식(Method 1)과 반복 구간의 상관을 이용한 방식(Method 2) 및 보호 구간에 의하여 나타나는 Method 2의 보호 구간 크기의 평탄한 상관 출력을 제거하고 최대 상관 값을 갖는 상관 출력을 얻기 위하여 Method 2의 상관 결과를 보호 구간 크기(N_{cp}) 동안 이동 평균(mov-

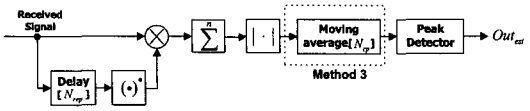


그림 1. 반복 특성을 이용하는 알고리즘 블록도

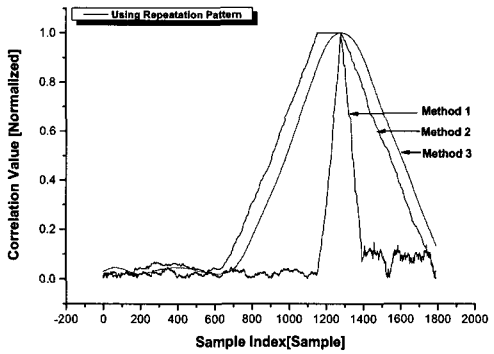
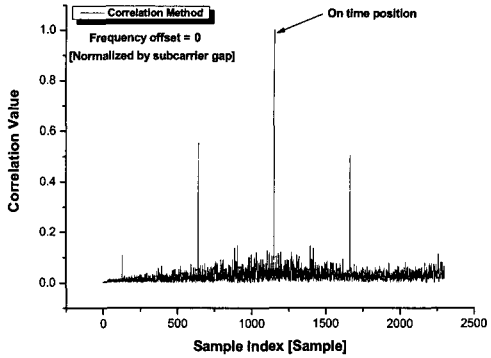


그림 2. 반복 특성을 이용하는 알고리즘 상관 출력 특성

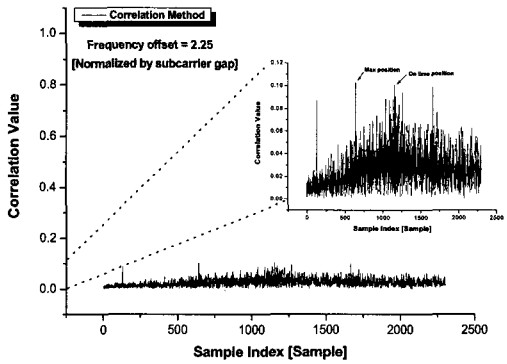
ing average)하는 방식(Method 3)의 출력 결과이다. 세 방식 모두 연속된 time metric을 갖는 출력 특성을 보이므로 정확한 프레임의 시작 지점과 인접 지점 간의 상관 값 간의 차이가 크지 않다. 따라서 잡음 및 페이딩 채널 환경에서 정확한 프레임의 시작 지점을 검출할 가능성이 매우 낮아지는 단점을 가진다.

2.2 기준 프리앰블 신호와 수신 신호의 상관방식

반복 패턴의 상관 방식은 수신 신호 만을 이용하므로 연속된 출력 특성이 나타나지만 수신된 신호와 기준 프리앰블 신호 간의 상관을 수행하게 되면 프레임의 시작 지점에서 최대의 peak 상관 값을 가지게 되므로 반복 패턴을 이용하는 상관 방식에 비하여 정확한 프레임 시작 위치의 검출이 가능하다. 그러나 기준 신호와의 상관을 이용하는 방식은 송·수신단 오실레이터 간의 부정합에 따른 주파수 옵셋이 발생하게 되면 상관 성능이 크게 열화된다. 그림 3의 (a)와 (b)는 각각 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 옵셋 0과 2.25가 존재하는 이상적인 채널 환경에서의 기준 신호와 수신 신호간의 상관 출력 특성을 나타낸 것이다. 주파수 옵셋이 없는 그림 3 (a)의 경우에는 최대 상관 값을 갖는 지점을 검출 함으로서 정확한 프레임의 시작 위치를 판단할 수 있지만, 주파수 옵셋이 2.25인 그림 3 (b)에서는 주파수 옵셋으로 인한 상관 특성이 크게 열화되어 프레임의 시작 위치 검출에 대한 오류가 발생할 확률이 높아진다. 일반적으로 프레임 동기는 주파수 동기에 선행하여 수행되기 때문에 주파수 옵셋에 강인한 프레임 동기 방식이 요구 되므로 기준



(a) 정규화 주파수 옵셋 = 0



(b) 정규화 주파수 옵셋 = 2.25

그림 3. 주파수 옵셋에 따른 프리앰블의 상관 출력 특성

신호와의 상관 방식을 통한 프레임 동기 알고리즘은 주파수 옵셋이 존재하는 실제 무선 이동 통신 환경에서 적용할 수 없다.

2.3 차동 상관(Differential Correlation) 방식

수신된 신호와 기준 신호간의 단순 상관 방식은 Peak 값을 가지는 상관 특성으로 인하여 보다 정확한 프레임 시작 지점 검출이 가능하나 송수신 간의 오실레이터 부정합으로 발생한 주파수 옵셋에 의한 신호 왜곡으로 상관 성능이 열화됨을 앞서 확인 하였다. 따라서 주파수 옵셋에 강인한 특성을 갖는 차동 상관 방식을 기반으로 제안하는 프레임 동기 알고리즘을 설계하였다[8]. 그림 4는 차동 상관 방식의 블록도이며 그 동작은 다음과 같다. 수신 신호의 현재 입력 샘플 값과 한 샘플 이전 값으로 차동 신호

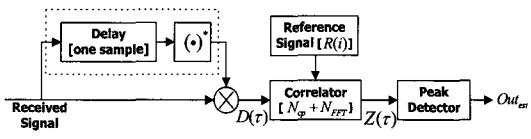


그림 4. 차동 상관 방식의 블록도

를 생성하고 OFDM 심볼 구간 동안 기준 신호와의 상관을 통하여 최고 상관 값을 갖는 지점을 프레임의 시작 지점으로 판단하는 구조를 갖는다.

송신 신호의 시간 영역 i 번째 샘플 s_i에 대한 수신 신호 샘플을 r_i라고 했을 때, 다중경로의 영향을 고려한 수신 샘플 r_i는 식 (1)과 같이 나타난다.

$$r_i = \left\{ \sum_{k=0}^{I-1} \rho_k e^{j\theta_k} s_{i-l_k} \right\} \cdot e^{j(2\pi\Delta f \cdot kT_s + \theta_o)} \quad (1)$$

여기서 Δf는 주파수 옵셋, I는 다중 경로의 수를 의미하며, ρ_k, l_k, θ_k, θ_o, T_s는 각각 k번째 경로의 수신 샘플 신호에 대한 채널 진폭 값, 각 경로의 시간 지연 옵셋, 채널 위상 값과 수신 신호의 위상 옵셋 및 OFDM 샘플 주기를 나타낸다. r_{i-1}는 r_i보다 한 샘플 앞서 수신된 신호 샘플 값을 의미하고 인접한 두 샘플 간의 공액 복소 곱 결과를 식 (2)의 $D(\tau)$와 같이 정의한다. τ는 상관을 수행하기 시작하는 샘플 지점을 나타낸다.

$$D(\tau) = r_{i+\tau-1} \cdot r^*_{i+\tau} \quad (2)$$

$$R(i) = s^*_{i-1} \cdot s_i \quad (3)$$

기준 신호 $R(i)$는 프리앰블 심볼의 인접한 두 샘플 간의 공액 복소 곱을 통해 식 (3)과 같이 정의된다. 일반적으로 복소 신호의 상관은 두 신호의 공액 복소 곱을 통해 수행되므로 기준 신호 생성시 $D(\tau)$와 달리 이전 샘플에 공액 복소를 취하면 $R(i)$, $D(\tau)$ 호의 단순 곱으로 동일한 상관 결과를 얻을 수 있다. 따라서 $D(\tau)$와 $R(i)$의 곱을 $Z(\tau)$라 하면 식(2)와 (3)을 통해 상관 출력 값인 식 (4)를 얻을 수 있다. 여기서 상관 구간의 길이(N_{CL} ; Correlation Length)는 보호 구간(N_{cp})과 유효 OFDM 심볼의 샘플 크기(N_{FFT})의 합에 한 샘플 작은 크기와 같다.

$$Z(\tau) = \sum_{i=1}^{N_{cp}+N_{FFT}-1} D(\tau) \cdot R(i) = \sum_{i=1}^{N_{CL}} (r_{i+\tau-1} \cdot r^*_{i+\tau}) \cdot (s^*_{i-1} \cdot s_i) \quad (4)$$

차동 상관 방식은 인접한 샘플 간의 공액 복소를 통해 주파수 옵셋의 영향을 상수화된 위상 옵셋의 형태로 전환하기 때문에 $Z(\tau)$의 값은 주파수 옵셋에 강인한 출력 특성을 갖는다. 식 (5)는 주파수 옵셋의 영향만을 고려한 단일 경로 채널 환경에 대한 $Z(\tau)$의 값을 나타낸 것으로서 주파수 옵셋의 영향이 i 값에 무관한 샘플 간격에 대한 위상 옵셋 형태를 가짐을 확인할 수 있다.

$$Z(\tau) = \sum_{i=1}^{N_{CL}} \left(s_{i-1} e^{j2\pi\Delta f(i-1)T_s} \cdot s^*_i e^{-j2\pi\Delta f i T_s} \right) \cdot (s^*_{i-1} \cdot s_i) \quad (5)$$

$$Out_{est} = \underset{\tau}{Max} [\,] [\,|Z(\tau)|\,] \quad (6)$$

최종적인 프레임 시작 시점은 식(6)과 같이 $|Z(\tau)|$ 값이 최대가 되는 τ의 값을 검출하여 프레임 시작 지점을 판단함으로써 수행된다.

그림 5에 정규화된 주파수 옵셋 2.25를 부가하였을 경우에 대한 차동 상관 성능을 나타내었다. 인접 샘플간의 공액 복소 신호를 사용하는 상관 방식은 주파수 옵셋에는 강인하나 프리앰블의 반복 특성을 유지하고 있으므로 상관 출력 특성 $|Z(\tau)|$는 다수의 Peak 값을 갖는다. 정확한 프레임의 시작 지점이 아닌 다른 위치에서도 비교적 큰 상관 Peak 값이 존재하는 상관 특성으로 인하여 열악한 채널 환경에서의 프레임 동기 성능을 열화될 수 있으므로 이에 대한 성능 개선이 요구된다.

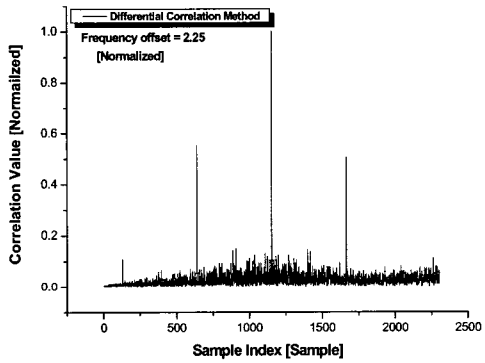


그림 5. 차동 상관 방식 출력 특성

Ⅲ. 개선된 차동 상관 기반의 프레임 동기 알고리즘

그림 6에 본 논문에서 제안하는 프레임 동기 알고리즘의 블록도를 나타내었다. 점선으로 표시된 두 부분(A, B)은 기존의 차동 상관 방식과 구별되는 특징적인 부분으로써 'A(차동 상관부)'는 차동 신호를 생성하는 샘플 간격의 조절을 통하여 기존 차동

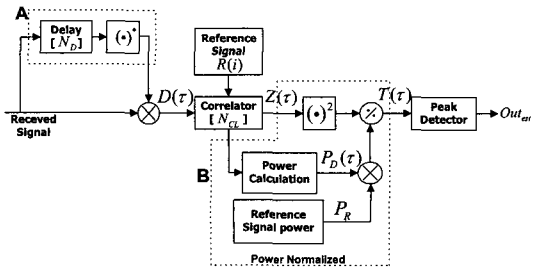


그림 6. 제안하는 알고리즘 블록도

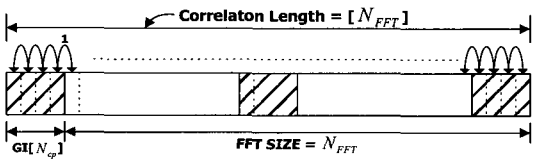
상관 방식의 다중 Peak를 제거하며, 'B(정규화 부)'는 수신 신호 전력 및 기준 신호 전력으로 상관 값을 정규화함으로써 다중 경로 페이딩 채널 환경의 영향을 감소시킨다.

3.1 다중 Peak 제거를 위한 차동신호 생성 방법

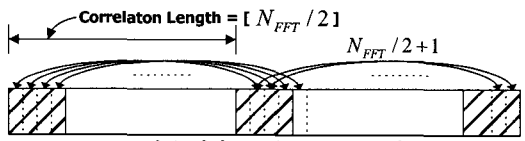
본 논문에서 제안하는 프레임 동기 알고리즘에 적용된 차동 상관부는 다수의 상관 peak 값을 가지는 기존 차동 상관 방식과는 달리 차동 신호 생성 시 동일 반복 패턴 상에 위치하는 샘플 신호 간의 공액 복소 곱을 이용함으로써 단일 peak 상관 값을 갖는 우수한 특성을 갖는다.

차동 신호 생성을 위하여 프리앰블의 유효 심볼 구간 내의 반복 패턴을 이용하는 경우는 차동 신호를 현재 입력 샘플과 $(N_{FFT}/2)+1$ 이전에 수신된 신호 간의 공액 복소 곱으로 생성하고, 보호 구간의 동일 패턴을 이용하는 경우는 $N_{FFT}+1$ 이전에 수신된 신호를 통하여 차동 신호를 생성한다.

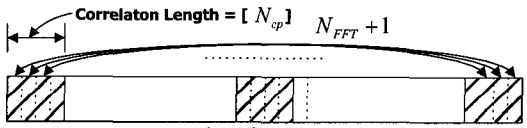
그림 7의 (a)는 기존의 차동 상관 방식의 차동 신호 생성에 이용되는 샘플의 간격을 나타낸 것이며, 그림 (b)와 (c)는 각각 유효 프리앰블의 반복 구간과 보호 구간을 이용한 차동 신호 생성 방법을 나타낸 것이다. 그림 8의 (a)와 (b)는 본 논문에서 고려한 차동 신호 생성에 따른 상관 특성으로 (a)는 OFDM 유효 심볼 내의 반복 특성을 이용한 경우이며, (b)는 보호 구간을 이용한 경우이다. 상관 누적 구간이 상대적으로 작은 그림 8(b)의 경우 상관 출력 특성이 그림 8(a)에 비해 열화되는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 프레임 동기 적용 시 프리앰블의 심볼 구간 내의 반복 구간을 이용한 방식이 우수한 성능을 보일 것을 예상할 수 있으며, 그림 10의 성



(a) 인접 샘플 간격 – 기존 방식

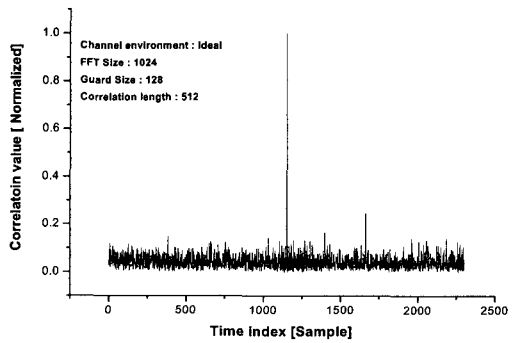


(b) $(N_{FFT}/2)+1$ 샘플 간격 – 유효 OFDM 심볼 내의 반복구간을 이용

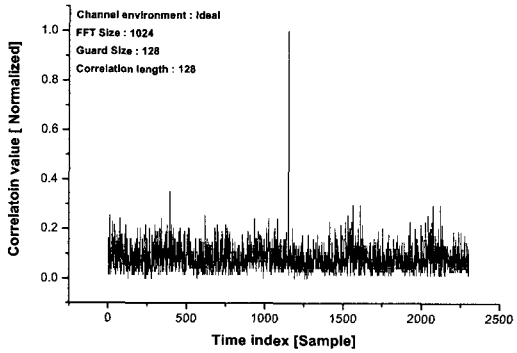


(c) $N_{FFT}+1$ 샘플 간격 – 보호구간을 이용

그림 7. 차동 신호 생성 방식



(a) 유효 심볼 구간 내의 반복 특성 이용



(b) 보호 구간의 반복 특성 이용

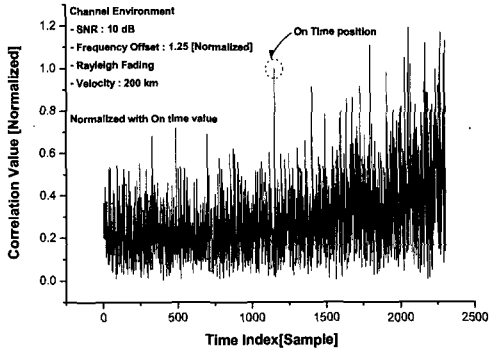
그림 8. 생성 방식에 따른 차동 신호 상관 특성

능 평가를 통하여 이를 확인할 수 있다.

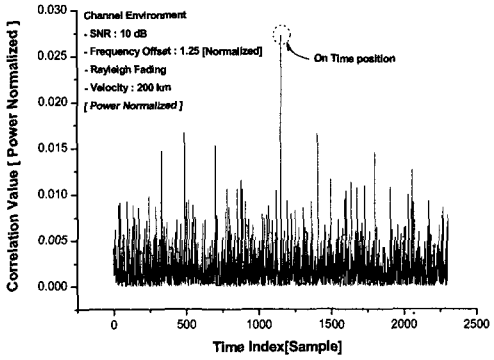
3.2 신호 전력 정규화를 통한 페이딩 영향 감소 방법

다중 경로 페이딩 채널 환경에서 수신 신호는 전파 지연, 단말의 이동 등의 요인에 의한 채널 환경 변화를 겪게 되며, 특히 이동체 속도가 고속인 경우 프리앰블 심볼 구간 내에서의 신호 전력의 변화율이 증가하므로 상관 성능의 열화를 초래한다. 따라서 이러한 페이딩의 영향을 감소시키기 위하여 정규화 부를 추가함으로써 보다 안정적인 프레임 동기 성능을 얻을 수 있다.

그림 9는 유효 심볼 구간의 반복 패턴을 이용하여 생성된 차동 신호에 대한 페이딩 채널 환경에서의 정규화 부의 유/무에 따른 상관 특성을 비교한 것이다. 이때, SNR은 10dB, 이동 속도 200km를 고려하였다. 그림 9(a)와 같이 페이딩의 영향으로 신호 전력이 변화하게 되면 다른 지점의 상관 값이 정확한 프레임 지점 보다 커지는 경우가 존재하여 정확한 프레임 시작 지점에 대한 검출 오류를 야기한다. 그러나, 정규화 부를 적용하면 그림 9(b)와 같이 신호 전력을 이용한 정규화 과정을 통하여 페이딩의 영향을 감소시킬 수 있으므로 보다 정확한 프레임 시작 지점의 검출이 가능하다.



(a) 정규화 이전의 상관 출력 특성



(b) 정규화 이후의 상관 출력 특성

그림 9. 정규화 유무에 따른 차동 신호 상관 출력

3.3 제안하는 프레임 동기 알고리즘 분석

제안하는 알고리즘은 인접 샘플이 아닌 현재 입력 샘플과 N_D 시점 이전 샘플 사용하여 차동 신호 $D(\tau)$ 를 생성한다. 프리앰블 심볼의 유효 구간 내의 반복 특성으로 인하여 기준 신호는 기존 차동 상관 방식과 동일하게 인접 샘플을 이용하여 생성할 수 있으며 기준 신호 $R(i)$의 신호 길이는 수신단의 상관 크기(N_{CL})와 동일하다.

$$R(i)=s^{*}_{i-1}\cdot s_i \quad D(\tau)=r^{*}_{i+\tau-N_D}\cdot r_{i+\tau} \tag{8}$$

기존의 알고리즘과 유사하게 식 (9)에서 $|Z(\tau)|$ 가 최대가 되는 τ의 값을 통하여 프레임 시작 지점을 판단할 수 있으나, 제안하는 알고리즘은 $|Z(\tau)|$을 수신 차동 신호 전력 $P_D(\tau)$와 기준 신호 전력 P_R의 곱으로 정규화한 $T(\tau)$의 값이 최대가 되는 지점을 프레임 시작 지점으로 검출한다.

$$Z(\tau)=\sum_{i=1}^{N_{CL}} R(i)\cdot D(\tau)^{*} \tag{9}$$

$$T(\tau)=\frac{|Z(\tau)|^2}{P_{D(\tau)}\cdot P_R} \tag{10}$$

$$P_D(\tau)=\sum_{i=1}^{N_{CL}}|D(\tau)|^2 \quad P_R=\sum_{i=1}^{N_{CL}}|R(i)|^2 \tag{11}$$

다중 경로를 고려한 수신 신호의 샘플 값은 식 (1)과 같으며, 최대 신호 전력을 갖는 경로(m) 외의 다른 다중 경로에 의한 신호 샘플 값들을 식 (12)와 같이 정의하여 이를 식 (1)에 적용하면 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다. 이후 수식 전개를 고려하여 경로 m의 샘플 지연 옵셋 l_m은 0으로 가정한다.

$$U_i=\sum_{\substack{k=1\\ k\neq m}}^{I}\rho_k e^{j\theta_k} s_{i-l_i} \tag{12}$$

$$r_i=\left\{\rho_m e^{j\theta_m} s_{k-l_m}+U_i\right\}\cdot e^{j(2\pi\Delta f i T_s+\theta_o)} \tag{13}$$

차동 신호와 기준 신호의 곱인 식 (9)에 식 (13)의 다중경로 신호를 적용하면 상관 출력에 대한 값은 식(14)와 같이 나타나며, $e^{j2\pi\Delta f i T_s}$의 주파수 옵셋 영향이 상수 위상에 관한 $e^{-j2\pi\Delta f(N_D-1)T_s}$의 값으

로 나타나는 것을 확인할 수 있다.

$$Z(\tau)= \sum_{i=1}^{N_{CL}}\{\rho_m e^{j\theta_m} s_{i+\tau-N_D}+U_{i+\tau-N_D}\} \cdot\{\rho_m e^{-j\theta_m} s^*_{i+\tau} + U^*_{i+\tau}\}\cdot(s^*_{i-1}\cdot s_i)\cdot e^{-j2\pi\Delta f(N_D-1)T_s} \quad (14)$$

위 식을 전개하여 $|Z(\tau)|$의 값을 구하는 과정에서 τ 가 0 즉, 정확한 프레임 시작 지점이라고 가정하면 $s_{i+\tau}=s_i$이고, 동일 패턴에 의하여 $s_{i+\tau-N_D}=s_{i-1}$이므로 식(15)는 식(16)으로 나타낼 수 있다.

$$|Z(\tau)|= \left|\sum_{i=1}^{N_{CL}}[\rho_m^2\cdot s_{i+\tau-N_D}\cdot s^*_{i+\tau}\cdot s^*_{i-1} \cdot s_i+\rho_m e^{-j\theta_m} s^*_{i+\tau}\cdot s^*_{i-1} \cdot s_i\cdot U_{i+\tau-N_D}+\rho_m e^{j\theta_m} s_{i+\tau-N_D}\cdot s^*_{i-1} \cdot s_i\cdot U^*_{i+\tau} + U_{i+\tau-N_D}\cdot U^*_{i+\tau}\cdot s^*_{i-1}\cdot s_i] \cdot e^{-j2\pi\Delta f(N_D-1)T_s}\right| \quad (15)$$

$$= \left|\sum_{i=1}^{N_{CL}}[\rho_m^2\cdot|s_{i-1}|^2\cdot|s_i|^2+\rho_m e^{-j\theta_m} \cdot|s_i|^2\cdot s^*_{i-1}\cdot U_{i+\tau-N_D} +\rho_m e^{j\theta_m}\cdot|s_{i-1}|^2\cdot s_i\cdot U^*_{i+\tau}+U_{i+\tau+N_D} \cdot U^*_{i+\tau}\cdot s^*_{i-1}\cdot s_i]\right| \quad (16)$$

시간 영역에서의 OFDM 신호는 일반적으로 단위 분산과 Zero 평균을 갖는 독립 Gaussian Random 분포를 갖기 때문에 N_{CL} 크기에 대한 신호의 평균 값을 Zero로 가정할 수 있으며, 다중 경로의 신호에 대한 영향이 작다고 한다면 $|Z(\tau)|$의 값은 식(17)과 같이 단순화 된다[8].

$$|Z(\tau)|\approx\sum_{i=1}^{N_{CL}}\{\rho_m^2\cdot|s_{i-1}|^2\cdot|s_i|^2\} \quad (17)$$

기준 신호의 신호 전력은 식(18)과 같고, 수신 차동 신호의 신호 전력은 식(19)와 같이 나타낼 수 있다. 상관 출력 식에 대한 단순화 과정과 동일한 가정에 따라 다중 경로 신호를 고려한 차동 신호의 신호 전력은 식(23)과 같이 최종적으로 간단하게 표현할 수 있다.

$$P_R=\sum_{i=1}^{N_{CL}}|R(k)|^2=\sum_{i=1}^{N_{CL}}|s_{i-1}|^2\cdot|s_i|^2 \quad (18)$$

$$P_D(\tau)=\sum_{i=1}^{N_{CL}}|D(\tau)|^2 \quad (19)$$

$$= \sum_{i=1}^{N_{CL}}\left|\{\rho_m^2\cdot s_{i+\tau-N_D}\cdot s^*_{i+\tau}+\rho e^{-j\theta_m} s^*_{i+\tau} \cdot U_{i+\tau-N_D} +\rho_m e^{j\theta_m} s_{i+\tau-N_D}\cdot U^*_{i+\tau}+U_{i+\tau-N_D}\cdot U^*_{i+\tau}\} \cdot e^{-j2\pi\Delta f(N_{D-1})T_S}\right|^2 \quad (20)$$

$$\approx \sum_{i=1}^{N_{CL}}\{\rho_m^4\cdot|s_{i+\tau-N_D}|^2\cdot|s_{i+\tau}|^2+\rho_m^2\cdot|s_{i+\tau}|^2 \cdot|U_{i+\tau-N_D}|^2 +\rho_m^2\cdot|s_{i+\tau-N_D}|^2\cdot|U_{i+\tau}|^2+|U_{i+\tau-N_D}|^2 \cdot|U_{i+\tau}|^2\} \quad (21)$$

$$\simeq \sum_{i=1}^{N_{CL}}\rho_m^4\cdot|s_{i+\tau-N_D}|^2\cdot|s_{i+\tau}|^2 \quad (22)$$

$$= \sum_{i=1}^{N_{CL}}\rho_m^4\cdot|s_{i-1}|^2\cdot|s_i|^2 \quad (23)$$

제안하는 알고리즘에 대한 최종 결과 표현 식은 식(24)와 같이 나타나며, 프레임 시작 위치는 식 (25)와 같이 값이 $T(\tau)$최대가 되는 지점을 통하여 판단하게 된다.

$$T(\tau)\simeq\frac{\sum_{i=\tau+1}^{N_{CL}}\{\rho_m^2\cdot|s_{i-1}|^2\cdot|s_i|^2\}^2}{\left[\sum_{i=\tau+1}^{N_{CL}}\rho_m^4\cdot|s_{i-1}|^2\cdot|s_i|^2\right]\cdot\left[\sum_{i=1}^{N_{CL}}|s_{i-1}|^2\cdot|s_i|^2\right]} \quad (24)$$

$$Out_{est}=\underset{\tau}{Max}\ [\ T(\tau)] \quad (25)$$

Ⅳ. 컴퓨터 모의 실험 및 결과

본 논문의 컴퓨터 모의 실험은 국내 휴대인터넷 시스템을 위한 WiBro 규격[2004년 6월 권고안]을 기반으로 진행하였다. 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 옵셋 1.25를 고려하여 잡음 환경 및 단일, 다중 경로 페이딩 환경(3km/h - 6.388Hz, 60km/h - 127.77Hz, 200km/h - 425.92Hz)에서 성능 분석을

수행하였으며, 이때 적용된 다중 경로 채널 모델은 ITU Channel Model Vehicle - A를 기반으로 하였다[9],[10]. 차동 신호는 프리앰블의 동일 패턴 구간인 유효 프리앰블 신호의 반복 패턴과 보호 구간을 기반으로 생성하였으며, 신호 전력의 정규화 수행 여부에 따른 성능을 비교 분석하였다.

단일 경로 채널 환경에서의 성능 분석 기준은 정확한 프레임의 시작 위치를 검출하지 못할 확률(Detection Error Probability)로 하였으며, 다중경로 채널 환경에서는 모의 실험을 위한 기반 채널 모델인 ITU Channel model의 6개 다중 경로 중에서 임의의 한 경로도 검출 하지 못할 확률로 하였다.

그림 10은 제안하는 알고리즘의 잡음 환경 성능을 상관 방식 및 정규화 부의 유/무에 따라 나타낸 것이다. 실험 결과 상관 길이가 상대적으로 큰 유효 프리앰블의 반복 패턴을 이용한 방식이 더 우수한 성능을 갖는 것을 확인할 수 있으며, SNR이 증가할수록 두 경우 모두 신호 전력의 정규화에 따른 성능 향상을 보이나 상관 길이가 짧은 보호 구간을 이용한 방식에서 더 큰 성능 향상을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 이것은 정규화로 인하여 신호의 분산 특성이 truncated Gaussian 특성을 가지기 때문이다. 따라서, 이후 단일 경로 및 다중 경로 페이딩 환경에서의 성능 분석은 유효 심볼내의 반복 구간을 이용한 차동 상관 방식을 적용한다.

그림 11은 단일경로 페이딩 채널 환경에서 이동체 속도와 정규화 부의 적용 유/무에 따른 성능 평가 결과이다. 정규화 부를 고려하지 않을 경우, 이동 속도가 증가함에 따라 성능이 열화되는 것을 확인 할 수 있으며, 200km/h의 고속 채널 환경에서는 페이딩에 의해 SNR 증가에 따른 성능 향상이 불가함을 확인할 수 있다. 이것은 고속 이동체 환경에서 보다 빠른 채널 변화가 일어나므로 정확한 상관 지점이 아닌 다른 부분에서 큰 상관 값이 발생할 수 있기 때문이다. 그러나, 정규화 과정을 수행할 경우 페이딩으로 인한 상관 출력 전력 변화를 제거할 수 있으므로 검출 성능이 향상되며, 특히 전력 변화율이 큰 고속 이동 채널 환경에서 보다 향상된 프레임 시작 지점 검출 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 12는 ITU channel model Vehicle-A의 다중 경로 채널 모델에 따른 성능 분석 결과이다. 단일 경로 성능 결과와 같이 정규화 부에 따른 성능 향상이 나타나며, 고속의 이동 채널 환경에서의 성능 향상 폭이 큰 것을 확인할 수 있다. 그림 12에

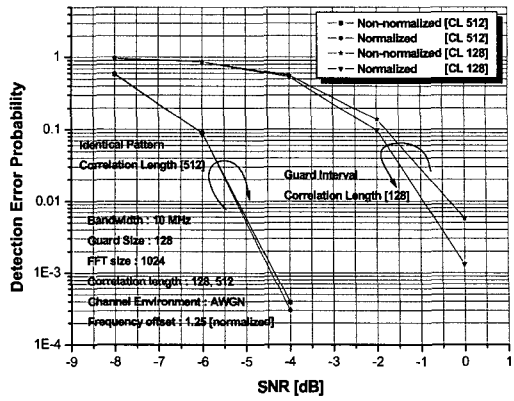


그림 10. 잡음 환경 성능 분석

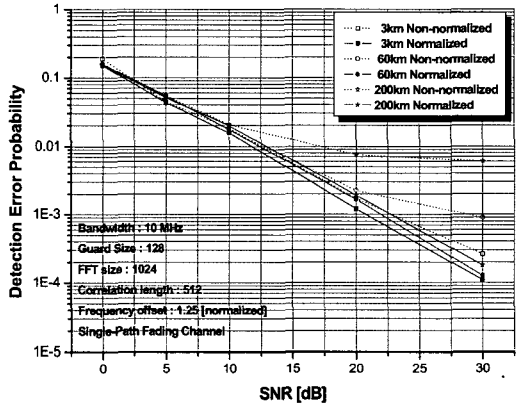


그림 11. 단일 경로 페이딩 채널 환경

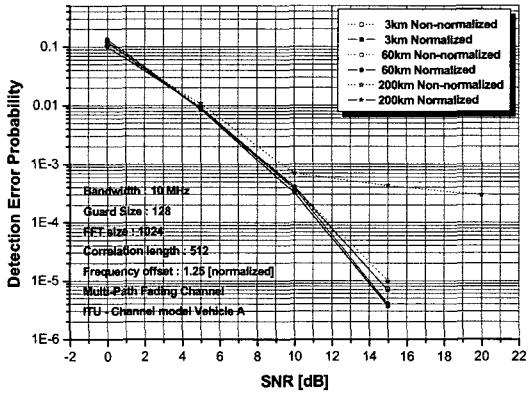


그림 12. 다중 경로 페이딩 채널 환경

서 이동 속도가 200km/h인 경우 신호 전력의 정규화를 통하여 검출 에러 확률 10e-3을 기준으로 약 2dB의 성능 향상이 있으며, SNR이 증가할수록 성능 개선 폭이 더 큰 것을 알 수 있다. 또한 약 SNR 14dB 이상에서는 검출 에러 확률이 10e-5로 낮아지는 것을 알 수 있으며, 특히 200km/h의 고속

이동 환경에서 검출 성능의 한계를 극복하고 SNR 증가에 따라 성능을 향상 시킬 수 있음을 확인 할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 정확한 프레임 시작 지점을 판단하고 주파수 옵셋에 강건한 차동 상관 방식의 개선된 프레임 동기 알고리즘에 대한 설계를 수행하였다. 기존의 프레임 동기 방식 중 수신 신호 내의 동일한 패턴 간의 상관(보호 구간, 유효 심볼 구간내의 반복)을 이용하므로 연속된 time metric 출력 특성으로 인하여 정확한 프레임 시작 위치를 판단할 수 없으며, 기준 프리앰블과의 상관을 수행하는 방식은 주파수 옵셋이 존재할 경우 상관 성능이 크게 열화됨을 확인하였다. 따라서, 본 논문에서는 수신 신호에 대하여 차동 신호를 생성하며, 차동 생성된 기준 신호 간의 상관을 이용하는 차동 상관 방식을 기반으로 프레임 동기 알고리즘을 설계하였다. 프레임 동기 수행 과정에서 사용되는 유효 프리앰블의 반복 패턴과 보호 구간에 의해 나타나는 다수의 상관 peak 출력 특성을 반복 패턴 샘플 간의 차동 신호 생성을 통하여 단일 peak 출력으로 나타날 수 있도록 개선하였으며, 이동 속도의 증가에 따라 증가하는 검출에러 성능을 정규화 부의 적용을 통하여 향상시켰다. 본 논문에서 제안하는 프레임 동기 알고리즘의 성능 평가를 통하여 이동 무선 채널 환경에서, 특히 고속 이동 환경에서, 큰 성능 향상을 얻을 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] Richard VAN NEE, Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.

[2] Shinsuke Hara, Ramjee Prasad, *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*, Artech House, 2003.

[3] J. van de Beek, M. Sandell, and P.O. Borjessson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 45, pp. 1800-1805, July 1997.

[4] H. Minn, M. Zeng, and V.K. Bhargava, "On Timing Offset Estimation for OFDM Systems," *IEEE Communications Letters*, Vol. 4, pp. 242-244, July 2000.

[5] M. Speth, F. Classen, and H. Meyr, "Frame synchronization of OFDM systems in Frequency selective fading channels," *1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference* Vol. 3, pp. 1807 - 1811, May 1997.

[6] T. Keller and L. Hanzo, "Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for wireless local area networks," *IEEE PIMRC'96 in proc*, pp. 963-967, Oct. 1996.

[7] Stefan H, "On the Optimality of Metrics for Coarse Frame Synchronization in OFDM : A Comparison," *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Vol. 2, pp. 533-537, Sept. 1998.

[8] Hideo Kobayashi, Kazuo Mori, and Tomotaka NaGaosa, "Proposal of Symbol Timing and Carrier Frequency Synchronization Methods for Burst Mode OFDM Signal," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, pp. 238-246, January 2003.

[9] 한국 정보 통신 기술 협회, *2.3GHz 휴대인터넷 표준*, 2004년 6월 4일

[10] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996.

[11] Jin Weon Chang, "Summary of Delay Profiles for MBWA", *IEEE 802 Executive Committee Study Group on Mobile Broadband Wireless Access*, 2003.

[12] M. Speth, S.A. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, "Optimum Receiver Design for Wireless Broad-Band Systems Using OFDM-Part I," *IEEE Trans. ON Communications*, Vol. 47, pp. 1668-1677, Nov. 1999.

엄 중 선 (Jung-Sun Um) 준회원

2004년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 학사

2004년 3월~현재 성균관대학교 대학원 전자전기공학과 석사

<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

도 주 현(Joo-Hyun Do) 정회원

2001년 2월 성균관대학교 전자공학과 학사
2003년 2월 성균관대학교 대학원 전기전자 및 컴퓨터 공학과 석사
2003년 3월~현재 성균관대학교 대학원 전자공학과 박사과정
<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

김 민 구(Min-Gu Kim) 정회원

1988년~1990년 서울대학교, 전자공학과
1990년~1996년 서울대학교, 전자공학과
1999년~1999년 연세대학교 공과대학원 초빙교수
1998년~2000년 3GPP RAN 표준회의 상임회원
2000년~2003년 3GPP2 TSG-C 표준회의 상임회원
1998년~현재 삼성전자 TN 총괄 통신연구소, 수석연구원
<관심분야> 이동통신 시스템을 위한 채널 부호 설계 및 구현, 디지털 이동통신 시스템 설계 및 단말 구현, 디지털 이동통신 시스템 표준화

최 형 진(Hyung-Jin Choi) 종신회원

1974년 2월 서울대학교 전자공학과 학사
1976년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 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 정보통신공학부 교수
<관심분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성 통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술