

밀리미터 웨이브 링크를 갖는 셀룰러 통신 시스템을 위한 송·수신 빔 추적 기법

김 규 석*, 임 태 성*, 최 주 형*, 조 용 수^o

A Tx-Rx Beam Tracking Technique for Cellular Communication Systems with a mmWave Link

Kyu Seok Kim*, Tae Sung Lim*, Joo Hyung Choi*, Yong Soo Cho^o

요 약

밀리미터 웨이브 대역을 링크로 갖는 셀룰러 통신 시스템에서는 하향링크 제어신호를 사용하여 빔 추적을 할 경우에는 오랜 빔 트레이닝 시간과 많은 네트워크 자원이 소요된다. 본 논문에서는 아날로그 빔형성 방식의 단말기와 디지털 빔형성 방식의 기지국으로 구성된 밀리미터 웨이브 링크를 갖는 OFDM 기반 셀룰러 통신 시스템에 적합한 빔 추적 기법을 제안한다. 제안된 기법은 Zadoff-Chu 시퀀스 기반으로 설계된 상향 링크 프리앰블 신호와 단말기 ID, 단말기의 송신빔 ID, 수신 신호의 DoA 등의 파라미터를 추정할 수 있는 메트릭을 사용하여 기지국과 단말기 사이의 송수신 빔 쌍과 서빙 기지국을 추적할 수 있다. SCM 채널을 사용한 모의실험을 통하여 제안된 기법은 다수의 단말기가 존재하는 환경에서도 각 단말기의 송수신 빔 쌍을 효율적으로 추적하고, 빔 추적 시 요구되는 소요 시간과 계산 복잡도를 크게 줄일 수 있음을 확인한다.

Key Words : millimeter-wave, beam-pair tracking, uplink preamble sequence, Zadoff-Chu sequence

ABSTRACT

In cellular communication systems employing millimeter wave (mmWave) bands for a link, a large amount of training time and network resources will be required to find a serving BS with the best transmit and receive (Tx-Rx) beam pair if downlink control signals are used. In this paper, a tracking technique for OFDM-based cellular communication systems with a mmWave link, where an analog beamformer is used at the mobile station (MS) and a digital beamformer is used at the BS, is proposed using an uplink signal. A technique to select a serving BS with the best beam pair is described using the uplink preamble sequence based on Zadoff-Chu sequence and a metrics which can be used to identify parameters such as beam ID (BID), MS ID (MID), and direction-of-arrival (DoA). The effectiveness of the proposed technique is verified via simulation with the spatial channel model (SCM) for a moving MS in mmWave cellular systems.

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업 (NIPA-2014-H0301-14-1015) 과 2012년도 정부(교육과과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2012005603)

• First Author : School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, 학생회원

o Corresponding Author : School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, 종신회원

* School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, 학생회원

논문번호 : KICS2014-08-292, Received August 5, 2014; Revised October 31, 2014; Accepted October 31, 2014

I. 서 론

스마트폰의 지속적인 보급과 다양한 응용 서비스 및 콘텐츠의 유통으로 인하여 데이터 트래픽은 지속적으로 증가하고 있다. 이러한 트래픽 증가에 대응하고 소비자의 욕구를 만족시키기 위하여 4G 이후의 5G 기술에 대한 논의가 최근 활발히 이루어지고 있다^[1]. 5G 후보 기술 중 하나로 논의되고 있는 밀리미터 웨이브 대역의 셀룰러 통신 시스템은 광대역의 주파수 자원을 활용할 수 있기 때문에 효과적인 셀 용량 증대가 가능하다는 장점을 갖는다^[2-4]. 하지만 밀리미터 웨이브 대역은 기존의 셀룰러 통신 시스템이 사용하는 주파수 대역과 비교하면 매우 높은 경로 손실을 갖기 때문에 효과적인 셀 용량 증대 및 커버리지 확장을 위해서는 빔형성 기술이 필수적이다^[5,6].

밀리미터 웨이브 대역 통신 시스템의 빔형성 기술은 안정적인 품질을 갖는 링크 형성을 위하여 기지국과 단말기에 모두 적용되어야 한다. 기지국과 단말기는 각각 좁은 빔 폭의 빔을 다수 가지고 있으며, 다수의 빔을 이용하여 360° 전 방위에 대하여 빔 형성 기술을 사용할 수 있다. 이러한 빔형성 기술은 하드웨어 복잡도와 계산량에 따라 크게 제한을 받는다^{[9][10]}. 일반적으로 단말기는 하드웨어 복잡도와 계산량의 제한을 많이 받기 때문에 많은 수의 ADC/DAC 및 RF 체인을 가지기 어려우므로 단일 또는 소수 개의 RF 체인만을 사용하는 아날로그 빔형성이 바람직하다. 하드웨어 복잡도와 계산량의 제한을 적게 받는 기지국에서는 아날로그 빔형성, 디지털 빔형성, 또는 하이브리드 빔형성 기술이 고려되고 있다. 이러한 밀리미터 웨이브 링크를 갖는 통신 시스템의 빔형성 기술은 송신단과 수신단 모두에 적용되어야 하는데, 이로 인해 송신단과 수신단 각각에서 형성하는 빔의 방향에 따라 성능이 민감하게 변화하는 특성을 갖는다. 따라서 밀리미터 웨이브 대역 통신 시스템에서는 데이터 통신 이전에 최적의 채널을 형성하는 송수신 빔 쌍을 찾는 빔 트레이닝(Beam Training) 과정이 필수적이다^[7]. 이와 같은 빔 트레이닝 절차는 60GHz 대역을 사용하는 차세대 무선랜 규격인 IEEE 802.11ad에서 이미 표준화가 완료되었다^[8]. IEEE 802.11ad에서는 송수신단에서 모두 아날로그 빔포밍 기술을 사용하며, AP(Access Point)로부터의 하향 링크 신호를 기반으로 빔 트레이닝이 이루어진다.

하지만 무선랜 시스템과 달리 셀룰러 통신 시스템에서는 다수의 주변 기지국이 존재하며, 단말기는 이동성을 갖는다. 따라서 이동성을 갖는 단말기에 의해

기지국과 단말기 간의 채널이 변화할 수 있고, 이로 인하여 빔 트레이닝 과정을 통해 설정한 송수신 빔 쌍의 신호 품질이 저하될 수 있다. 이는 최적의 채널을 형성하는 송수신 빔 쌍이 단말기의 이동에 따라 변화할 수 있는 것을 의미하고, 그렇기 때문에 기지국과 단말기가 안정적으로 데이터 송수신을 하기 위해서는 최적의 채널을 형성하는 송수신 빔 쌍을 찾는 빔 추적(Beam Tracking) 과정을 지속적으로 수행해야 한다. 또한 셀룰러 통신 시스템에서는 다수의 기지국이 존재하므로 이러한 빔 추적은 단말기의 위치에 따라 신호 품질이 더 좋은 서빙 기지국을 선택할 수 있도록 핸드오버(Handover)를 고려하여 수행해야 한다. 기지국의 하향링크 신호를 사용하여 셀 탐색 및 빔 추적을 할 경우에는 빔 추적 과정을 주변 기지국에 대하여 모두 반복 수행한 후에 각 기지국과 단말기간 수신 신호의 세기를 비교하여 최적의 서빙 기지국과 송수신 빔 쌍을 선정하여야 한다. 이 때에 필요한 시간은 (기지국의 빔 수)×(단말기의 빔 수)×(주변 기지국의 수)에 비례하여 증가한다. 밀리미터 웨이브 링크를 갖는 단말기는 최적의 채널을 형성하는 서빙 기지국과 송수신 빔 쌍의 변화를 따라가기 위한 빔 추적을 위하여 이 과정을 반복적으로 수행해야 하기 때문에 많은 오버헤드와 시간이 소요되는 단점이 있다.

이와 같이 하향 링크 신호를 이용하는 기존의 빔 추적 기법의 경우에는 빔 추적 과정을 주변 기지국에 대하여 모두 반복 수행해야 하기 때문에 기지국에서의 하향 링크 신호 전송이 주변 기지국 수만큼 필요하다. 하지만 상향 링크 신호를 이용할 경우에는 단말기에서 전송한 상향 링크 신호가 모든 주변 기지국에서 수신되기 때문에 한 번만 신호를 송신하면 된다는 장점이 있다. 즉, 상향 링크 신호를 이용하여 빔 추적을 수행할 경우에는 전체 소요 시간이 (단말기의 빔 수)에만 비례하게 되어 빔 추적에 필요한 시간을 크게 줄일 수 있다. 또한 기지국에서 디지털 빔포밍 방식을 사용할 경우에는 수신된 빔들의 DoA(Direction of Arrival)들을 디지털 단에서 동시에 추정 가능하기 때문에 DoA의 추적이 효율적인 장점이 있다.

본 논문에서는 단말기에서는 아날로그 빔형성 기법을 사용하고 기지국에서는 디지털 빔형성 기법을 사용하는 밀리미터 웨이브 링크를 갖는 셀룰러 시스템에서 상향링크 신호를 사용한 단말기의 빔 추적 기법을 제안한다. 빔형성 기술을 사용하는 이동 릴레이 시스템에서 하향 링크 신호를 이용한 효율적인 셀 탐색 및 DoA 추정에 관한 논문은 이미 발표된 바 있다^[11]. 하지만 밀리미터 웨이브 대역의 통신 시스템에서 사

용하는 빔형성 기술은 셀 탐색과 동시에 송수신 빔을 일치시키는 과정이 필요하기 때문에 이에 맞는 새로운 방식이 필요하다. 이를 위하여 다수의 단말기가 존재하는 밀리미터 웨이브 셀룰러 통신 시스템에서 각 단말기의 빔 추적에 적합한 프리앰블 시퀀스를 설계하고, 기지국에서 수신된 프리앰블 시퀀스를 사용하여 단말기의 송수신 빔 쌍을 추적할 수 있는 Metric을 제안하며, Metric의 상관 특성을 분석한다. 제안된 Metric의 특성을 이용하여 단말기 ID, 단말기에서 송신한 빔 ID, 기지국에서 수신된 신호의 DoA를 효율적으로 추정할 수 있는 기법을 제안하고, SCM 채널을 사용한 모의실험을 통하여 성능을 분석한다. 제안된 기법을 사용할 경우에 적은 소요 시간과 계산 복잡도를 갖고 서빙 기지국과 송수신 빔 쌍의 효율적인 추적이 가능함을 모의실험을 통하여 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 제안된 기법의 전개에 필요한 배경 지식, 밀리미터 웨이브 링크를 갖는 단말기의 빔 추적을 위한 프리앰블 시퀀스, 기지국에서의 수신 모델에 대하여 기술한다. III장에서는 단말기의 빔 추적에 적합한 Metric을 정의하고, 이 Metric의 상관특성을 분석한 후, 기지국에서 단말기의 송수신 빔 쌍을 추적할 수 있는 기법을 제안한다. IV장에서는 SCM 채널을 사용한 모의실험을 통하여 제안된 기법의 성능을 분석하고, V장에서 결론을 맺는다.

II. Preliminaries

그림 1은 단말기에서는 아날로그 빔형성 기법을 사용하고 기지국에서는 디지털 빔형성 기법을 사용하는 밀리미터 웨이브 링크를 갖는 셀룰러 시스템의 예를 보여준다. 단말기에서는 하드웨어의 제한성을 고려하여 아날로그 빔형성 방식으로 빔을 스위칭하면서 프리앰블을 전송하고, 기지국에서는 하드웨어 제약이 적기 때문에 디지털 빔형성 방식을 사용하여 수신된 상향링크 신호를 이용하여 디지털적으로 단말기와의 송수신 빔 쌍을 추적한다.

상향 링크 신호를 이용하는 경우에는 다음과 같은 장점을 갖는다. 첫 째, 하향 링크 신호를 이용하는 경우에는 각 기지국 별로 단말기와의 빔 추적 과정을 주변 기지국에 대하여 모두 반복 수행을 해야 하기 때문에 기지국에서의 하향 링크 신호 전송이 주변 기지국 수만큼 필요하나, 단말기에서 전송한 상향 링크 신호는 모든 주변 기지국에서 수신되기 때문에 한 번만 송신하면 된다는 장점이 있다. 둘째, 기지국에서 디지

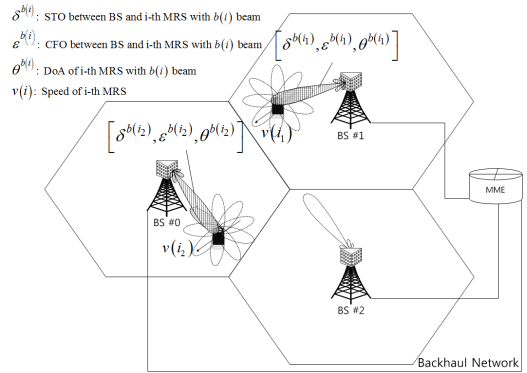


그림 1. 밀리미터 웨이브 링크를 갖는 셀룰러 통신 시스템의 예
Fig. 1. An example of a cellular communication system with a mmwave link

털 빔형성 방식을 사용하여 수신된 신호의 DoA 들을 동시에 추정이 가능하기 때문에 아날로그 방식에서와 같이 수신 빔을 스위칭하며 모든 방향의 빔쌍에 대하여 탐색하는 과정을 생략할 수 있어 빔 추적에 소요되는 시간을 크게 줄일 수 있다. 셋 째, 단말기에서 송신한 상향링크 신호가 주변 기지국에서는 모두 수신되기 때문에 각 기지국별로 병렬로 단말기와의 송수신 빔쌍에 대한 탐색을 수행(parallel processing)할 수 있다. 즉, 빔 추적에 소요되는 시간이 주변 기지국 수에 상관없이 단지 (단말기의 빔 수)에만 비례하기 때문에 빔 추적에 필요한 시간을 크게 줄여줄 수 있다. 이후 백홀 네트워크를 통해 연결된 MME(Mobility Management Entity)와 같은 상위단에서 각 기지국으로부터 전달받은 정보를 사용하여 서빙 기지국과 송수신 빔쌍을 선택한다.

밀리미터 웨이브 통신 시스템에서 상향링크 신호를 사용한 빔 추적을 수행하기 위해서는 수신단에서 송신빔의 구분이 가능하도록 하는 방식이 필수적이다. 빔 구분을 위한 방식으로는 물리계층(Physical Layer)에서 빔의 구분이 가능하도록 하기 위해서 각 빔 ID에 해당하는 프리앰블 시퀀스를 할당하는 방식과 매체 접근 제어 계층(Media Access Control Layer)에서 빔 ID를 부호화하여 메시지로 전송하는 방식이 가능하다. 셀룰러 통신 시스템에서는 다수의 단말기에서 해당 빔을 통하여 신호를 동시에 전송할 수 있기 때문에 기지국에서 여러 신호가 합쳐져 수신되는 경우에도 각 단말기의 빔 ID를 구분할 수 있어야 한다. 이때 물리계층에서 각 빔 ID에 해당하는 직교 프리앰블 시퀀스를 전송하게 되면 신호의 직교 특성에 의하여 빔 ID의 구분이 가능하며, 메시지 형태로 빔 ID를

전송하는 경우에는 다른 단말기에서 송신한 빔에 의한 간섭 영향을 크게 받고 디코딩을 위하여 MAC 계층까지 거쳐야 한다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 물리계층에서 빔 구분을 하는 방식으로 프리앰블 시퀀스를 사용한다. 또한 다수의 단말기의 빔 추적을 위해서는 단말기 추적과 그 단말기에서 사용하는 송신 빔 ID 추적이 동시에 이루어져야 한다. 즉, 셀룰러 통신 시스템에서는 여러 단말기에서 동시에 신호 전송이 이루어 질 수 있기 때문에 기지국에서는 수신된 신호로부터 각 단말기의 송신 빔을 따로 구분할 수 있어야 한다. 이를 위하여 프리앰블 시퀀스는 단말기 ID와 단말기의 송신 빔 ID가 서로 연계되어 설계되어야 한다. 기지국에서 이와 같이 생성된 프리앰블 시퀀스를 수신할 경우에 각 단말기 ID에 해당하는 빔 ID를 동시에 찾을 수 있다.

OFDM 기반 밀리미터 웨이브 통신 시스템에서 제안하는 상향 링크 프리앰블 시퀀스는 ZC 시퀀스를 이용하여 다음과 같이 생성된다.

$$\begin{aligned}
 X^{s(i),b(i)}(k) &= \exp(j\pi r^{s(i)}(k + u^{s(i)}b(i))(k + u^{s(i)}b(i) + 1)/N) \\
 GCD(r^{s(i)}, N) &= 1 \\
 k &\in \{0, 1, \dots, N-1\} \\
 s(i) &\in \{0, 1, \dots, N_{MID} - 1\} \\
 b(i) &\in \{0, 1, \dots, N_{BID} - 1\} \\
 i &\in \{0, 1, \dots, N^{MS} - 1\}
 \end{aligned} \tag{1}$$

수식 (1)에서 $N, GCD, N_{MID}, B_{BID}, N^{MS}$ 는 각각 프리앰블 시퀀스의 길이, 최대공약수 연산, MID(Mobile station ID)의 총수, BID(Beam ID)의 총수, 단말기의 총수를 의미한다. 그리고 $s(i), b(i), r^{s(i)}, u^{s(i)}$ 는 각각 i 번 째 단말기의 MID, i 번 째 단말기의 BID, MID $s(i)$ 에 대응하는 시퀀스의 루트 인덱스(Root Index), 순환 이동(Cyclic Shift)의 간격을 의미한다. MID는 빔 추적 과정에서 서로 다른 단말기를 구분하기 위하여 단말기에 일시적으로 할당되는 ID를 의미한다.

다수의 MID와 다수의 BID에 대하여 가능한 모든 조합을 탐색하기 위하여 모든 조합에 대한 상호 상관 절차를 진행한다면 계산량이 매우 커지는 단점이 발생한다. 따라서 본 논문에서는 하나의 루트 인덱스에 대응하는 루트 시퀀스에 대하여 순환 이동 크기에 상관없이 높은 상관값이 검출되고, 다른 루트 인덱스의 루트 시퀀스에 대해서는 작은 크기의 상관값이 검출되는 ZC 시퀀스의 차등 상호 상관 특성을 이용하여

효율적인 MID 탐색과 BID 검출이 가능한 시퀀스를 사용한다. 제안된 프리앰블 시퀀스에서 단말기의 MID는 ZC 시퀀스의 루트 인덱스와 대응하며, 송신 빔의 BID는 하나의 루트 인덱스에 대응하는 루트 시퀀스의 순환 이동 크기에 대응하여 단말기와 송신 빔이 서로 대응한다. 수식 (1)의 제안된 프리앰블 시퀀스는 루트 인덱스로 단말기의 MID 구분이 가능하며, 루트 시퀀스의 순환 이동 크기로 송신 빔의 BID의 구분이 가능하다.

각 기지국의 수신 신호에는 기지국과 단말기 간의 서로 다른 거리와 시간 동기 에러로 인하여 STO(Symbol Time Offset)가 존재한다. 또한 기지국과 단말기간의 발진기(Oscillator)의 차이와 단말기의 이동으로 인한 CFO(Carrier Frequency Offset)가 존재한다. 일반적으로 각 단말기의 위치와 이동속도 등이 다르기 때문에 STO와 CFO의 값은 각 단말기마다 다르며, 이 영향을 고려한 주파수 영역에서의 수신 신호는 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 Y_d(k) &= \sum_{i=0}^{N^{MS}-1} \{H_d^{b(i)} \xi^{b(i)}(k) X^{s(i),b(i)}(k) + I_d^{b(i)}(k)\} + W_d(k) \\
 \text{where} \\
 H_d^{b(i)} &= G^{b(i)} \zeta^{b(i)} A_d^{b(i)} \\
 \zeta^{b(i)} &= \frac{\sin(\pi \epsilon^{b(i)})}{N \sin(\pi \epsilon^{b(i)}/N)} \exp(j\pi \epsilon^{b(i)}(N-1)/N) \\
 A_d^{b(i)} &= \exp(j2\pi l d \cos \theta^{b(i)}/\lambda) \\
 \xi^{b(i)}(k) &= \exp(-j2\pi k \delta^{b(i)}/\lambda) \\
 I_d^{b(i)}(k) &= \sum_{\substack{\tilde{k}=0 \\ \tilde{k} \neq k}}^{N-1} \left\{ \begin{aligned} &\exp(j\pi \epsilon^{b(i)}(N-1)/N) G^{b(i)} A_d^{b(i)} \xi^{b(i)}(\tilde{k}) \\ &\times X^{s(i),b(i)}(\tilde{k}) \exp(j\pi (\tilde{k}-k)(N-1)/N) \\ &\times \frac{\sin(\pi (\tilde{k}-k + \epsilon^{b(i)}))}{N \sin(\pi (\tilde{k}-k + \epsilon^{b(i)})/N)} \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \tag{2}$$

수식 (2)에서 $Y_d(k), \zeta^{b(i)}(k), X^{s(i),b(i)}(k), I_d^{b(i)}(k), W_d(k)$ 는 각각 기지국에서 d 번 째 안테나로 수신되는 k 번 째 부반송파의 수신 신호, i 번 째 단말기의 송신 빔의 BID가 $b(i)$ 인 경우에 기지국과 $b(i)$ 간의 STO로 인한 위상 회전, MID와 BID가 각각 $s(i), b(i)$ 인 i 번 째 단말기의 송신 시퀀스, 기지국과 $b(i)$ 간의 CFO로 인해 기지국의 d 번 째 안테나에서 발생한 반송파 간 간섭(ICI, Inter-Carrier Interference), d 번 째 안테나의 가산 백색 가우스 잡음(AWGN, Additive White Gaussian Noise)을 의미한다. 여기서 위 첨자는 단말기 관련 파라미터, 아래 첨자는 기지국 관련 파라미터를 나타낸다. 또한, $G^{b(i)}$ 는 기지국과 $b(i)$ 간의 채널

이득을 의미하며 narrow beam을 갖기 때문에 주파수 비선형적 특성을 가지며, $A_d^{b(i)}$ 는 $b(i)$ 신호의 입사 방향 $\theta^{b(i)}$ 에 따른 기지국에서의 조향값(Steering Value)을 의미한다. 여기서 $\theta^{b(i)}$ 는 방위각(azimuth angle)을 나타내고, 고도각(zenith or elevation angle)은 무시하였다. 그리고, $\zeta^{b(i)}$, $\epsilon^{b(i)}$, $\delta^{b(i)}$, λ , l , D 는 기지국과 $b(i)$ 간의 CFO로 인한 위상 회전과 크기 감쇄, 기지국과 $b(i)$ 간의 정규화된 CFO와 정규화된 STO, 반송과 파장, 기지국의 안테나간 간격, 기지국의 안테나 총 수를 각각 의미한다.

그림 2는 (1)에 정의된 상향 링크 프리앰블 시퀀스를 사용하여 기지국에서의 송수신 빔을 추적할 수 있는 기법의 블록도(Block Diagram)를 보여준다. 이 그림에서 먼저 수신된 신호를 주파수 영역으로 변환한 후, 기존의 DoA 추정 기법^[12]을 이용하여 기지국으로의 입사 신호에 대한 DoA를 추정한다. 그리고 추정된 DoA 방향으로의 빔형성 기중치를 구하여 그 방향으로 빔을 형성한 후 빔형성기를 사용하여 신호를 수신한다. 수신 신호에 존재하는 STO로 인해 위상 회전이 발생하여 상호 상관시 시퀀스 검출이 불가능하기 때문에 수신신호의 STO를 추정하고 보상한다. 이 후 상호 상관을 이용하여 각 입사 신호에 대한 MID와 BID를 추정하고 채널 Metric을 획득한다. 마지막으로 송신빔 각각에 대한 채널 Metric 비교와 기지국간 채널 Metric 비교를 통해 서빙 기지국과 송수신 빔 쌍을 선택한다. 그러나 이와 같이 각 블록에 해당하는 알고리즘을 독립적으로 적용하여 빔을 추적하는 기법은 높은 계산량을 필요로 한다. III장에서는 밀리미터 웨이브 링크를 갖는 셀룰러 통신 시스템에서 상향 링크 프리앰블 시퀀스를 사용하여 송수신 빔을 효율적으로 추적할 수 있는 기법을 제안한다.

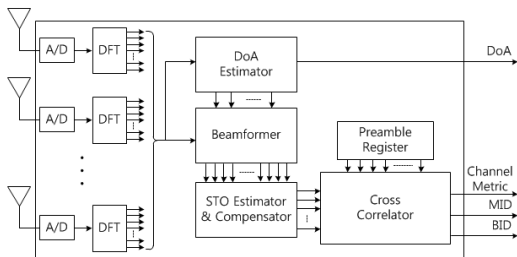


그림 2. 상향 링크 신호를 이용한 단말기의 송수신 빔 추적 기법 (기존 방식 활용)
Fig. 2. A beam tracking technique using uplink signal (using conventional method)

III. 상향 링크 프리앰블 시퀀스를 이용한 추적 기법

제안된 기법에서는 각 기지국에서 MID 검출, DoA 추정, BID 검출을 위하여 다음의 세 가지 다른 상관값을 정의한다.

$$\begin{aligned}
 P_1^{s(i)} &= \frac{1}{N-1} \sum_{k=0}^{N-2} P_1(k) (X^{s(i)}(k))^* X^{s(i)}(k+1), \\
 P_1(k) &= \frac{1}{D-1} \sum_{d=0}^{D-2} Y_d(k) (Y_{d+1}(k+1))^* \\
 P_2^{s(i)} &= \frac{1}{N-1} \sum_{k=0}^{N-2} P_2(k) (X^{s(i)}(k))^* X^{s(i)}(k+1), \\
 P_2(k) &= \frac{1}{D-1} \sum_{d=0}^{D-2} Y_{d+1}(k) (Y_d(k+1))^* \\
 P_3^{s(i)} &= \frac{1}{N-1} \sum_{k=0}^{N-2} P_3(k) (X^{s(i)}(k))^* X^{s(i)}(k+1), \\
 P_3(k) &= \frac{1}{D-1} \sum_{d=0}^{D-3} Y_d(k) (Y_{d+2}(k+1))^*
 \end{aligned} \tag{3}$$

where $s(i) \in \{0, 1, \dots, N_{MID} - 1\}$

수식 (3)에서 $X^{s(i)}(k)$ 는 $X^{s(i),0}(k)$ 를 편의상 줄여 나타낸 것이며 MID $s(i)$ 에 대응하는 순환 회전의 크기가 0인 루트 시퀀스(Root Sequence)를 의미한다. 위의 세 가지 상관값은 수신 신호에 대한 수신 안테나 사이의 차등 곱셈(DM, Differential Multiplication)과 인접 부반송파 사이의 차등 상호 상관(DCC, Differential Cross-Correlation) 특성을 이용한다. $P_1(k)$, $P_2(k)$, $P_3(k)$ 는 수신 안테나 사이의 차등 곱셈 후 합산 연산의 결과로 얻어진다. 차등 곱셈은 수신 신호에 포함된 서로 다른 단말기의 입사 신호 각각에 대하여 안테나 간 간격에 의해 발생하는 위상 지연을 동일하게 만드는 효과가 있다. 따라서 차등 곱셈 결과값은 모두 동일한 위상 지연을 갖게 되고, 차등 곱셈 후 합산 연산을 거치면 위상 지연이 동일해진 결과값에 대하여 빔형성 이득을 얻을 수 있다. 또한 차등 곱셈에 사용하는 차등치에 따라 결과값에 나타나는 위상 지연이 결정되기 때문에 이를 이용하여 입사 신호의 DoA 추정이 가능하다. 따라서 제안 DoA 추정 기법을 이용하여 Delay-and-Sum 또는 MUSIC 기법과 같은 기존의 입사각 추정 기법에 필요한 복잡도를 크게 줄여줄 수 있다. 그리고 $P_1^{s(i)}$, $P_2^{s(i)}$, $P_3^{s(i)}$ 는 인접 부반송파 사이의 차등 상호 상관의 결과로 얻어진다. 차등 상호 상관을 이용할 경우 STO에 대한 정보 없이 STO

에 의한 위상 회전의 영향을 제거할 수 있다. 따라서 STO의 추정과 보상을 위한 추가적인 절차를 생략할 수 있고, 시퀀스의 상관 특성을 이용하여 MID와 BID를 검출할 수 있다. 제안된 프리엠프 시퀀스는 그 특성상 인접 부반송파 사이의 차등 상호 상관을 이용할 경우 순환 이동된 시퀀스도 동일한 루트 인덱스를 갖는 루트 시퀀스에 대하여 순환 회전 정도에 상관없이 높은 상관값이 검출된다. 그렇기 때문에 기지국에서는 루트 시퀀스에 대한 검색을 통해 단말기가 사용한 송신빔의 BID에 상관없이 셀 커버리지 내에 존재하는 단말기에 대한 탐색이 가능하며, BID 탐색을 위해 모든 순환 회전 후보에 대한 상호 상관 값을 확인해야 하는 기존의 상호 상관 방식 대신 제안 알고리즘을 이용함으로써 BID 탐색을 위한 복잡도를 크게 줄여줄 수 있다. 수식 (3)의 $p_1^{s(i)}$ 를 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 p_1^{s(i)} &= \frac{1}{N-1} \sum_{k=0}^{N-2} P_1(k) (X^{s(i)}(k))^* X^{s(i)}(k+1) \\
 &= \sum_{k=0}^{N-2} \sum_{i_1=0}^{N^{MBS}-1} \sum_{d=0}^{D-2} \frac{\left\{ H_d^{b(i_1)} (H_{d+1}^{b(i_1)})^* \xi^{b(i_1)}(k) (\xi^{b(i_1)}(k+1))^* \right. \\
 &\quad \left. \times X^{s(i_1), b(i_1)}(k) (X^{s(i_1), b(i_1)}(k+1))^* \right\}}{(N-1)(D-1)} \\
 &\quad + \sum_{k=0}^{N-2} \sum_{i_1=0}^{N^{MBS}-1} \sum_{i_2=0, i_2 \neq i_1}^{N^{MBS}-1} \sum_{d=0}^{D-2} \frac{\left\{ H_d^{b(i_1)} (H_{d+1}^{b(i_2)})^* \xi^{b(i_1)}(k) (\xi^{b(i_2)}(k+1))^* \right. \\
 &\quad \left. \times X^{s(i_1), b(i_1)}(k) (X^{s(i_2), b(i_2)}(k+1))^* \right\}}{(N-1)(D-1)} \\
 &\quad + \tilde{I}_1^{s(i)} + \tilde{W}_1^{s(i)}
 \end{aligned} \tag{4}$$

수식 (4)에서 첫 번째 항은 차등 곱셈 연산에 의해 발생한 동일한 MID와 BID를 갖는 시퀀스 곱에 대한 상호 상관 값을 나타낸다. 두 번째 항은 차등 곱셈 연산에 의해 발생한 서로 다른 MID와 BID를 갖는 시퀀스 곱에 대한 상호 상관 값을 나타낸다. $\tilde{I}_1^{s(i)}$, $\tilde{W}_1^{s(i)}$ 는 각각 반송파 간 간섭과 잡음에 의한 영향을 나타낸다. 제안된 프리엠프 시퀀스를 이용하는 차등 상호 상관의 경우 매우 좋은 상관 특성(낮은 상관값)에 의하여 루트 인덱스가 일치하지 않을 경우 그 값을 무시할 수 있다고 가정할 수 있다. 또한 반송파 간 간섭과 잡음에 의한 영향을 의미하는 $\tilde{I}_1^{s(i)}$, $\tilde{W}_1^{s(i)}$ 는 시퀀스의 매우 좋은 상관 특성에 의해 크기가 작으며, 차등 곱셈 연산 후 합산 연산 과정에서 빔형성 이득을 얻을 수 없기 때문에 이상적인 결과값인 자기 상관값에 비하여 그 크기를 무시할 수 있다고 가정할 수 있다. 따라서 수식 (3)의 세 가지 상관값에 대하여 수신 신호에 차등 상호 상관에 사용한 루트 시퀀스와 동일한 루트 인덱스의 시퀀스가 존재하는 경우 다음과 같이 근

사화할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 p_1^{s(i)} &\approx |G^{b(i)} \zeta^{b(i)}|^2 \exp(-j2\pi l \cos \theta^{b(i)}/\lambda) \\
 &\quad \times \exp(j2\pi \delta^{b(i)}/N) \exp(-j2\pi r^{s(i)} u^{s(i)} b(i)/N) \\
 p_2^{s(i)} &\approx |G^{b(i)} \zeta^{b(i)}|^2 \exp(j2\pi l \cos \theta^{b(i)}/\lambda) \\
 &\quad \times \exp(j2\pi \delta^{b(i)}/N) \exp(-j2\pi r^{s(i)} u^{s(i)} b(i)/N) \\
 p_3^{s(i)} &\approx |G^{b(i)} \zeta^{b(i)}|^2 \exp(-j4\pi l \cos \theta^{b(i)}/\lambda) \\
 &\quad \times \exp(j2\pi \delta^{b(i)}/N) \exp(-j2\pi r^{s(i)} u^{s(i)} b(i)/N)
 \end{aligned} \tag{5}$$

셀 커버리지 내에 존재하는 단말기의 MID 검출은 수식 (5)의 $p_1^{s(i)}$ 을 사용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathcal{S} = \{s \mid p_1^{s(i)} > \rho, s(i) \in \{0, 1, \dots, N_{MID} - 1\}\} \tag{6}$$

즉 $p_1^{s(i)}$ 의 크기값은 i 번 째 단말기의 송신 빔과 기지국 채널의 크기를 나타내므로 임계값(Threshold Value)인 ρ 와 비교하여 이보다 큰 값을 갖는 단말기를 검출할 수 있다. 그리고 검출된 MID s 에 대하여 수식 (3)의 세 가지 상관값은 각각 p_1^s, p_2^s, p_3^s 로 나타낸다. 여기서 p_1^s 의 크기는 MMBD(Metric for MID and BID Detection)로 정의하며, 빔 추적과 서빙 셀 탐색을 위한 비교값으로 사용한다.

송수신 빔 쌍을 정렬하기 위해서는 송신빔에 대한 수신빔을 구해야 한다. 송신빔은 단말기의 송신빔 각각에 할당된 프리엠프 시퀀스를 통해 추정이 가능하며, 수신빔은 기지국의 입사 신호의 DoA 추정을 통하여 형성된다. 기지국의 입사 신호의 DoA는 p_1^s, p_2^s, p_3^s 를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다. 우선 이 세 가지 상관값의 위상은 동일한 위상을 기준으로 표현할 수 있다. 기준이 되는 위상을 검출된 MID에 따라 η^s 로 다음과 같이 정의한다.

$$\eta^s = \exp(j2\pi \delta^{b(s^{-1})}/N) \exp(-j2\pi r^{s^{-1}} u^{s^{-1}} b(s^{-1})/N), s \in \mathcal{S} \tag{7}$$

여기서 s 는 수식 (6)에서 검출된 MID 값을 의미하며, s^{-1} 는 검출된 MID s 에 대응하는 단말기 인덱스 i 를 의미한다.

DoA 추정은 p_1^s 과 p_2^s 의 위상에 따라 추정 방식에 차이가 있으며 그림 3은 각각의 추정 방식에 대한 단위 원(Unit Circle) 위에서의 각 상관값의 위치를 나타낸다. 그림 3에 나타나 있듯이 p_1^s 의 위상과 p_2^s 의 위상을 이용하여 η^s 에 대한 추정이 가능하다. 하지만, 서로 다른 두 가지의 결과값이 가능하기 때문에 추정 결

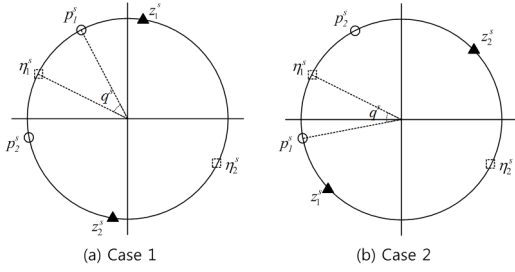


그림 3. 단위 원 위에서의 상관값의 위치
Fig. 3. Position of the correlation value on the unit circle

과에 모호성(Ambiguity)이 존재하게 되는데, p_3^s 의 위상을 이용하여 이러한 모호성을 제거하고 η^s 에 대한 정확한 추정이 가능하다. p_1^s 과 p_2^s 의 위상에 따른 각각의 추정 방식은 수식 (8)과 같다.

$$\text{Case 1: } \text{angle}(p_1^s) < \text{angle}(p_2^s)$$

$$q^s = (\text{angle}(p_2^s) - \text{angle}(p_1^s)) / 2$$

$$\text{angle}(\eta_1^s) = \text{angle}(p_1^s) + q^s$$

$$\text{angle}(\eta_2^s) = \text{angle}(\eta_1^s) + \pi$$

$$z_1^s = \text{angle}(p_1^s) - q^s, z_2^s = z_1^s + \pi, s \in \mathcal{S}$$

$$\text{If } |\text{angle}(p_3^s) - z_1^s| < |\text{angle}(p_3^s) - z_2^s|$$

$$\hat{\eta}^s = \eta_1^s \text{ and } \hat{\theta}^{b(s^{-1})} = \text{acos}(q^s \lambda / 2\pi l)$$

$$\text{If } |\text{angle}(p_3^s) - z_1^s| > |\text{angle}(p_3^s) - z_2^s|$$

$$\hat{\eta}^s = \eta_2^s \text{ and } \hat{\theta}^{b(s^{-1})} = \text{acos}(-(\pi - q^s) \lambda / 2\pi l)$$

$$\text{Case 2: } \text{angle}(p_1^s) > \text{angle}(p_2^s)$$

$$q^s = (\text{angle}(p_1^s) - \text{angle}(p_2^s)) / 2 \quad (8)$$

$$\text{angle}(\eta_1^s) = \text{angle}(p_1^s) - q^s$$

$$\text{angle}(\eta_2^s) = \text{angle}(\eta_1^s) + \pi$$

$$z_1^s = \text{angle}(p_1^s) + q^s, z_2^s = z_1^s - \pi, s \in \mathcal{S}$$

$$\text{If } |\text{angle}(p_3^s) - z_1^s| < |\text{angle}(p_3^s) - z_2^s|$$

$$\hat{\eta}^s = \eta_1^s \text{ and } \hat{\theta}^{b(s^{-1})} = \text{acos}(-q^s \lambda / 2\pi l)$$

$$\text{If } |\text{angle}(p_3^s) - z_1^s| > |\text{angle}(p_3^s) - z_2^s|$$

$$\hat{\eta}^s = \eta_2^s \text{ and } \hat{\theta}^{b(s^{-1})} = \text{acos}((\pi - q^s) \lambda / 2\pi l)$$

p_1^s 과 p_2^s 는 수식 (5)에 나타나 있듯이 η^s 를 기준으로 서로 반대 방향으로 같은 크기의 위상 회전이 발생한다. 하지만 η^s 에 대한 위상 차에 해당하는 $2\pi l \cos \theta^{b(s^{-1})} / \lambda$ 의 부호를 알지 못하므로 η^s 에 대해서 두 가지의 추정값이 존재할 수 있고, 이것을 각각 η_1^s 과 η_2^s 로 정의한다. 두 추정값 중 p_1^s 과 p_2^s 사이에 존재하는 추정값을 $\eta_1^s (\text{angle}(p_1^s) < \text{angle}(\eta_1^s) < \text{angle}(p_2^s))$ 으로 정의하며, p_1^s 과 η_1^s 의 위상 차이를 q^s 로 정의한다. 따라서, 그림3(a)에서 $2\pi l \cos \theta^{b(s^{-1})} / \lambda$ 가 양수인 경우 추정값 중 참값은 η_1^s , 음수인 경우 참값은 η_2^s 가 된다. 반대로 그림 3(b)에서 양수인 경우에는 η_2^s , 음수인 경우에는 η_1^s 이 각각 참값이 된다. $2\pi l \cos \theta^{b(s^{-1})} / \lambda$ 의 부호를 추정하기 위해서는 p_3^s 의 위상을 이용한다. p_3^s 는 η^s 를 기준으로 p_1^s 과 방향은 같고 크기는 두 배인 위상 회전이 발생한다. 따라서, η_1^s 과 η_2^s 각각에 대해서 p_1^s 과의 위상 차이의 두 배만큼 위상 회전시킨 값을 z_1^s, z_2^s 로 정의하며, z_1^s, z_2^s 와 p_3^s 를 비교하여 최종적으로 η_1^s 과 η_2^s 중 참값을 판별할 수 있다. 참값으로 판별된 $\hat{\eta}^s$ 과 p_1^s 의 위상차는 $2\pi l \cos \theta^{b(s^{-1})} / \lambda$ 와 같으므로 이를 이용하여 DoA를 추정하며 결과는 수식 (8)과 같다.

또한 $\hat{\eta}^s$ 을 이용하여 BID의 검출이 가능하며 그에 대한 수식은 수식 (9)와 같다.

$$\hat{b}(s^{-1}) = \text{argmin} |2\pi - \text{angle}(\hat{\eta}^s) - 2\pi r^s u^s b(i) / \Delta| \quad (9)$$

$$s \in \mathcal{S}, b(i) \in \{0, 1, \dots, N_{BID} - 1\}$$

그림 4는 제안된 단말기의 송수신 빔 추적 기법의 블록도를 보여준다. 블록도를 통해 제안된 단말기의 송수신 빔 추적 기법의 파라미터 추정 절차를 확인할 수 있다. 기지국에서는 셀 커버리지 내의 각 단말기에서 전송한 송신빔에 대해서 위 절차를 통하여 MID, BID, DoA 를 추정한다. 이후 단말기에서는 송신빔을 스위치하여 전송하며 기지국에서는 위 과정을 반복적으로 수행하여 모든 각 송수신 빔 쌍에 대한 채널 metric를 획득한다. 각 기지국에서는 각 단말기의 송수신 빔 쌍에 대한 MMBD를 비교하여 MMBD가 가장 크게 나타나는 최적의 채널을 갖는 빔 쌍의 정보를 백홀 네트워크를 통해 연결된 MME(Mobility Management Entity)와 같은 상위단으로 전송하며, 상

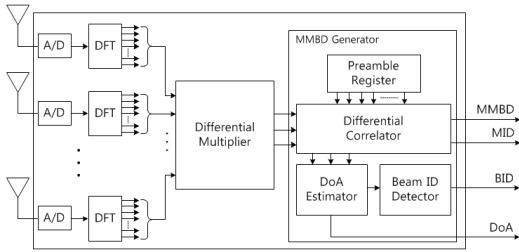


그림 4. 제안된 단말기의 송수신 빔 추적 기법의 블록도
Fig. 4. Block diagram of the proposed tracking technique

위단에서는 수신된 기지국간 MMBD를 비교하여 가장 큰 MMBD를 갖는 기지국을 각 단말기의 서빙 기지국으로 선택한다.

IV. 모의실험

본 장에서는 제안된 상향 링크 신호를 이용한 단말기의 송수신 빔 추적 기법에 대해 모의실험을 통하여 성능을 분석한다. 모의실험에 사용한 밀리미터 웨이브 통신 시스템의 파라미터는 [4]에 제시된 파라미터를 이용하였고, Rician Fading 채널을 가정하였다. 채널 모델은 3GPP 표준에서 정의하는 SCM^[13]을 이용하였다. SCM으로 정의된 채널은 LoS(Line-of-Sight) 패스와 20개의 부패스(sub-path)로 구성된 NLoS 패스로 구성되었다. 표 1은 시뮬레이션에 사용한 파라미터를

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Parameters for simulation

Carrier frequency	28 GHz
Bandwidth	500 MHz
OFDM symbol length (FFT size)	2048
Preamble sequence length	2039
CP length	256 samples
Subcarrier spacing	270 KHz
Site-to-site distance	500 m
K factor	15 dB
Number of antenna elements at BS	16
Number of antenna elements at MRS	8
Number of beams at MRS	36
Antenna spacing	$\lambda/2$
Number of MRSs	10
MID	1 - 10
Root index	3, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31
Number of BIDs (beamwidth of MRS)	36 (10°)

보여준다.

그림 5는 기지국의 커버리지 내에 MID가 각각 1, 8, 9인 단말기가 존재하는 경우 단말기의 MID 검출 결과를 보여준다. 기지국의 수신 SNR은 0dB로 가정하였다. 이 그림은 수식 (3)의 $p_1^{(i)}$ 의 크기를 보여준다. 이는 각 루트 시퀀스에 대한 차등 상호 상관 값의 크기를 의미하는 MMBD를 나타낸 것으로 커버리지 내에 존재하는 단말기의 MID에 대하여 높은 MMBD 값이 나타나는 것을 확인할 수 있다.

표 2와 표 3은 각각 SNR 에 따른 DoA 추정값의 RMSE(Root Mean Square Error)와 BID 추정 확률을 나타낸 것으로 수식 (8)과 수식 (9)에 주어진 DoA 추정 기법과 BID 추정 기법의 성능을 보여준다. 모의 실험은 STO와 CFO의 존재 여부에 따라 4가지 경우에 대하여 진행하였다. CFO가 존재하는 경우 단말기의 이동속도는 150km/h로 가정하였고, 존재하지 않는 경우는 0km/h로 이동이 없는 것으로 가정하였다. STO가 존재하는 경우는 샘플 단위의 STO를 0 샘플부터 255 샘플까지 무작위적으로 발생시켜 모의 실험을 진행하였다. 표 2와 표 3에서 볼 수 있듯이 제안된 추적 기법은 CFO와 STO에 의해 성능이 변화하지 않으므로 CFO와 STO에 모두 강건한 특성을 갖는 것을 확인할 수 있다.

그림 6은 다중 셀 환경에서 제안 추적 기법의 동작을 확인하기 위한 시뮬레이션 시나리오를 보여준다. 단말기는 30km/h의 속도로 그림 6에 점선으로 표시된 이동 방향을 따라 이동한다. 그림 7은 단말기의 이동에 따른 MMBD의 변화를 보여준다. 0.1초 단위로 각 기지국에서 단말기의 0부터 35까지의 BID에 대한

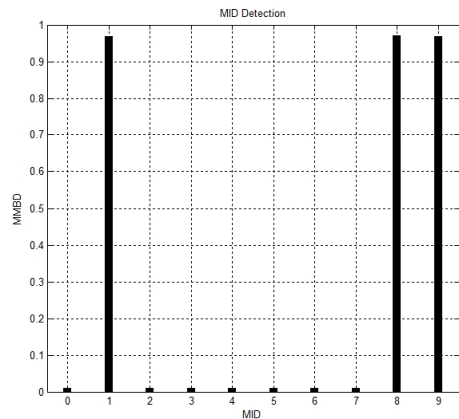


그림 5. MID의 루트 시퀀스를 이용한 상호 상관 결과
Fig. 5. Cross-correlation results using the MID root sequence

표 2. SNR에 따른 DoA 추정값의 RMSE
Table 2. RMSE of the estimated DoA when SNR varies

	-20dB	-15dB	-10dB	-5dB	0dB	5dB
RMSE [degree] (No STO, No CFO)	0.91	0.34	0.21	0.19	0.18	0.18
RMSE [degree] (No STO, CFO)	0.92	0.35	0.22	0.20	0.19	0.19
RMSE [degree] (STO, No CFO)	0.92	0.35	0.22	0.20	0.20	0.19
RMSE [degree] (STO, CFO)	0.92	0.35	0.22	0.21	0.20	0.20

표 3. SNR에 따른 BID 추정 확률
Table 3. Detection probability of the BID when SNR varies

	-20dB	-15dB	-10dB	-5dB	0dB	5dB
Probability [%] (No STO, No CFO)	78	100	100	100	100	100
Probability [%] (No STO, CFO)	78.1	100	100	100	100	100
Probability [%] (No STO, No CFO)	79.9	99.9	100	100	100	100
Probability [%] (No STO, CFO)	80.0	99.9	100	100	100	100

MMBD를 측정하였고, 36가지의 결과 중 가장 큰 MMBD를 갖는 네 가지 BID에 대한 MMBD를 시간의 변화에 따라 나타내었다. 먼저, 이동의 시작부터 15초까지 단말기의 이동거리는 약 125m로 기지국 2와 기지국 3의 경계에 위치하게 된다. 15초 이전까지 단말기의 서빙 기지국은 MMBD가 가장 높은 기지국 2번으로 선택되며, 단말기의 송신 빔은 BID 22번 빔이 선택된 후에 단말기의 이동으로 인한 MMBD의 변화를 추적하여 21번 빔으로 변환된다. 셀 경계 지역을 지나 45초까지는 기지국 3번의 셀 커버리지 내에서 단말기가 이동하고, 기지국 3번과 기지국 1번의 경계에 위치하게 된다. 이 구간 내에서는 MMBD가 가장 높은 기지국 3번이 서빙 기지국으로 선택되며, 단말기

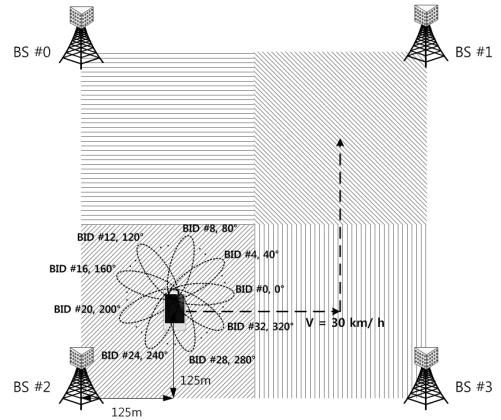


그림 6. 제안된 단말기의 빔 추적 기법의 시뮬레이션 시나리오
Fig. 6. Simulation scenario for the proposed tracking technique

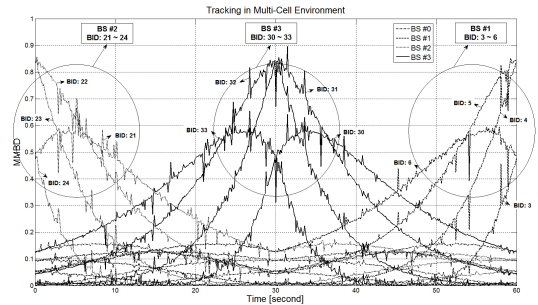


그림 7. 단말기의 이동에 따른 MMBD의 변화
Fig. 7. Variation of MMBD when MS moves

의 송신 빔은 MMBD의 변화를 추적하여 BID 33번 빔부터 30번 빔까지 차례로 빔의 변환이 이루어진다. 그리고 45초 이후부터 마지막 60초까지 단말기는 기지국 1번의 셀 커버리지 내에서 이동하며, MMBD가 가장 높은 기지국 1번이 서빙 기지국으로 선택되고, 단말기의 송신 빔은 BID 6번 빔이 선택된 후에 MMBD의 변화에 따라 5번 빔으로 변환된다. 기지국 0번은 단말기가 셀 커버리지 내에 존재하지 않아 서빙 기지국으로 선택되지 않는다.

표 4는 제안된 기법과 하향 링크 신호를 이용하는 기법의 소요 시간 및 복잡도를 보여준다. 하향 링크 기법은 물리 계층에서 기지국과 기지국의 송신빔을 구분할 수 있도록 하향 링크에 할당된 프리앰블 시퀀스를 이용하는 것을 가정하며, 상호 상관을 통해 기지국의 ID와 송신빔의 ID를 추정하는 것을 가정하였다. 단, 하향 링크 기법에서 STO의 추정과 보상을 위한 복잡도는 고려하지 않았다. 소요 시간은 프리앰블 시

표 4. 제안된 기법과 하향 링크 기법의 소요 시간 및 복잡도 비교

Table 4. Complexity comparison between the proposed technique and the downlink technique

	downlink technique	proposed technique
processing time	$N_{BSID}^{BS} \times N_{BSID}^{MS} \times N^{BS}$	N_{BSID}^{MS}
example	2,592	36
complexity	$N_{BSID} \times (N_{BSID}^{BS})^2 \times N \times N_{BSID}^{MS} \times N^{BS}$	$(N-1) \times (3D+2N_{MID})N^{BS}$
example	1,268,421,120	415,752

퀵스가 전송되고 추정이 이루어지는 단위인 OFDM 심볼을 기준으로 비교하였다. 비교를 위해 사용한 파라미터로 기지국의 빔 수(N_{BSID}^{BS}), 단말기의 빔 수(N_{BSID}^{MS}), 인접 기지국의 수(N^{BS}), 기지국 ID의 총 수(N_{BSID}), 단말기 ID의 총 수(N_{MID}) 각각은 24, 36, 3, 10, 10로 가정하였다. 비교 결과 소요시간의 경우 제안 기법이 기존 기법의 1.4%, 복잡도의 경우 0.03%로 이득이 매우 큰 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 아날로그 빔형성을 사용하는 단말기와 디지털 빔형성을 사용하는 기지국으로 구성된 OFDM 기반 밀리미터 웨이브 셀룰러 통신 시스템에 적합한 빔 추적 기법을 제안하였다. 다수의 단말기가 존재하는 환경에서 각 단말기의 빔 추적이 가능한 Zadoff-Chu 시퀀스 기반 상향 링크 프리앰블 시퀀스를 설계하였으며, 기지국에서 단말기의 송수신 빔 추적을 위한 Metric을 제안하였다. 기지국에서 제안한 Metric을 사용하여 빔 추적을 할 경우에 다른 단말기에서 송신한 빔에 의한 간섭의 영향을 매우 적게 받는 것을 상관특성 분석을 통하여 확인하였으며, SCM 채널을 사용한 모의실험을 통하여 단말기와 송수신 빔을 효율적으로 추적할 수 있음을 확인하였다. 이 때 DoA 추정치 및 송신빔 ID 추정치는 STO와 CFO에 매우 강건하며, -10dB 이상의 SNR 상황에서는 매우 정확함을 확인하였다. 또한 제안된 상향링크 빔 추적 기법에서는 빔 추적 시 요구되는 소요 시간이 매우 적고 빔 추적을 위한 계산 복잡도가 대부분 기지국에서 이루어지는 장점이 있다.

References

[1] F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L.

Marzetta, and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 74-80, Feb. 2014.

[2] T. S. Rappaport, et al., "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, Mar. 2013.

[3] W. Roh, et al., "Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications theoretical feasibility and prototype results," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 106-113, Feb. 2014.

[4] Z. Pi and F. Khan, "An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 6, pp. 101-107, Jun. 2011.

[5] F. Khan, Z. Pi, and S. Rajagopal, "Millimeter-wave mobile broadband with large scale spatial processing for 5G mobile communication," *50th Annu. Allerton Conf. Commun. Contr. Comput.*, pp. 1517-1523, Monticello, IL, Oct. 2012.

[6] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, "Millimeter-wave cellular wireless networks: potentials and challenges," in *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366-385, Mar. 2014.

[7] B. Li, Z. Zhou, W. Zou, X. Sun, and G. Du, "On the efficient beam-forming training for 60GHz wireless personal area networks," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 12, no. 2, pp. 504-515, Feb. 2013.

[8] IEEE 802.11ad standard, Part 11: *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification*, Oct. 2012.

[9] H. H. Lee and Y. C. Ko, "Low complexity codebook-based beamforming for MIMO-OFDM systems in millimeter-wave WPAN," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 10, no. 11, pp. 3607-3612, Nov. 2011.

[10] S. Kato, et al., "Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems," *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol. 27, no. 8, pp. 1390-1399, Oct. 2009.

- [11] R. Pec, T. H. Hong, and Y. S. Cho, "Cell searching and DoA estimation for a mobile relay station in a multipath environment," *IEEE J. Commun. Netw.*, vol. 15, no. 2, pp. 191-197, Apr. 2013.
- [12] J. C. Liberti and T. S. Pappaport, *Smart Antennas for Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice Hall PTR, 1999.
- [13] 3GPP TR 25.996 version 11.0.0 Release 11, *Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations*, Sept. 2012.

김 규 석 (Kyu Seok Kim)



2013년 2월: 중앙대학교 전자
전기공학부 졸업(학사)
2013년 3월~현재: 중앙대학교
전자전기 공학부 석사과정
<관심분야> 디지털통신, 무선
모뎀, MIMO-OFDM, 5G
이동통신

임 태 성 (Tae Sung Lim)



2013년 2월: 중앙대학교 전자
전기공학부 졸업(학사)
2013년 3월~현재: 중앙대학교
전자전기 공학부 석사과정
<관심분야> 디지털통신, 무선
모뎀, MIMO-OFDM, 5G
이동통신

최 주 형 (Joo Hyung Choi)



2014년 2월: 중앙대학교 전자
전기공학부 졸업(학사)
2014년 3월~현재: 중앙대학교
전자전기 공학부 석사과정
<관심분야> 디지털통신, 무선
모뎀, MIMO-OFDM, 5G
이동통신

조 용 수 (Yong Soo Cho)



1984년 2월: 중앙대학교 전자
전기공학부 졸업(학사)
1987년 2월: 연세대학교 전자공
학과 졸업(석사)
1991년 2월: The University of
Texas of Austin 공학박사
1992년 3월~현재: 중앙대학교
전자전기 공학부 교수
2003년 8월~2007년 12월: TTA
휴대인터넷(와이브로)
프로젝트그룹(PG302) 무선접속
실무반 의장
<관심분야> 4G 이동통신, OFDM/DMT
모뎀 설계,
MIMO-OFDM 모뎀 설계, 5G 이동통신