

다중빔 위성 통신 시스템에서 빔간 직교 코드 공유 기법과 동적 무선 자원 할당

정회원 임 광 재*, 김 수 영*, 오 덕 길*, 김 재 명**

Orthogonal Code Sharing and Radio Resource Allocation in Multibeam Satellite Communication Systems

Kwang-Jae Lim*, Soo-Young Kim*, Deock-Gil Oh*,
Jae-Moung Kim** Regular Member

요 약

본 논문에서는 다중빔 정지궤도 위성을 이용한 이동 위성 시스템에서, 하향 링크 용량 증대를 위해 빔간 직교 코드를 공유하는 방법과, 제안된 시스템을 위한 무선 자원 및 전력 할당 방법을 제시한다. 또한, 하향 링크 용량에 대한 간단한 이론적 분석과 다중빔 위성 시스템에 대한 시뮬레이션을 통하여 제시된 시스템의 용량 증대 효과를 보인다. 기존의 확산 코드 사용 방법을 적용한 다중빔 위성 시스템에 대해 제안된 시스템은 약 2 배 이상의 용량 증대 효과를 보이며, 주파수 선택적 페이딩 채널에 의해 기인하는 직교 코드 사이의 상호 간섭이 적을수록 그 효과는 증대된다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel code sharing method for downlink transmission of mobile satellite communication systems using a multibeam geosynchronous-orbit satellite. In the proposed system, spreading codes are shared among downlink beams in order to increase the system capacity. We also propose efficient radio resource and transmit power allocation schemes for the proposed system. Simplified analysis and simulation results on the system capacity show the capacity improvement by the proposed scheme. The simulation results show that the capacity of the proposed system is more than 2 times as large as that of a conventional multibeam satellite system. In the frequency-selective fading channel, the capacity improvement increases as the interference between orthogonal spreading codes decrease.

I. 서 론

제 3 세대 및 차세대 이동 통신 서비스에서 위성 통신 시스템은, 차량, 항공기, 선박 등의 서비스를 포함한 넓은 지역의 이동성을 갖는 사용자에게 서비스를 효율적으로 제공할 수 있으며, 도시를 벗어난 시골 지역과 개발 도상국과 같이 지상망이 아직 구축되지 않거나 경제성이 적은 지역에서 빠른 망 구축에 의한 경제성 있는 서비스를 제공할 수 있다. 이러한 커버리지 보완 측면과, 방송 또는 멀티캐스

팅(multicasting) 서비스에 적합하다는 서비스 보완 측면에서, 위성 시스템은 지상 시스템에 보완적인 서비스를 제공한다.

정지궤도(geosynchronous orbit, GSO) 위성을 이용하는 시스템의 경우 긴 전파 지연 시간으로 인해 대화형 실시간 서비스보다는 인터넷 서비스와 같은 준실시간 서비스 또는 비실시간 서비스 제공에 적합하다. 넓은 지역을 하나의 빔으로 커버하는 위성의 경우 긴 전송 경로 상에서 발생하는 전송 손실로 인해 무지향성 또는 소형의 안테나를 갖는

* 한국전자통신연구원 전파방송연구소 (kjlim@etri.re.kr),

** 인하대학교 정보통신대학원

논문번호 : 020386-0907, 접수일자 : 2002년 9월 7일

사용자 단말에까지 고속 전송률의 서비스를 제공하기에는 어려운 점이 있다. 그러나, 소형 단말에 대한 서비스는 직경 10m 정도의 위성 안테나를 사용하여 위성 안테나의 이득을 높임으로써 가능하며, 이러한 시스템의 경우 지상에서의 빔 커버리지로 수 십에서 수 백 km의 직경을 갖는 다수의 스팟빔(spot beam)을 사용하여 소형 단말에 서비스를 제공할 수 있으며 셀룰러 형식의 커버리지로 시스템 용량 및 주파수 효율을 향상시킬 수 있다^{[1][2]}. 본 논문에서는 이러한 정지궤도 다중빔 정지궤도 위성을 이용한 이동 통신 시스템에서 용량 증대를 위한 하향 링크 구성 방법을 제시하고, 제시된 시스템의 타당성 검토를 위해 이론적 분석과 시뮬레이션을 통해 용량 증대 효과를 검증한다.

2세대 및 3세대의 정지궤도 또는 비정지궤도의 위성을 이용한 CDMA 방식의 이동 위성 시스템에서^{[3][4][5]}, 위성과 빔들 사이에서 확산 코드의 사용은 지상 셀룰러 CDMA 시스템과 동일한 방법을 취하고 있다. 하향 링크의 경우, 서로 다른 빔들에서 전송되는 신호는 M-sequence 또는 Gold 코드와 같은 서로 다른 스크램블링 코드(scrambling code)에 의해 구분되고, 특정 빔(또는 셀)에서 채널 또는 사용자 구분은 일반적으로 왈시 코드(Walsh code)와 같은 직교 확산 코드에 이루어진다. 이러한 시스템에서, 동일 빔 신호 사이의 상호 간섭은 확산 코드의 직교성으로 인해 매우 적지만, 서로 다른 빔 신호 사이의 간섭은 스크램블링 코드의 상호 상관성에 의해 상대적으로 매우 높다. 지상 셀룰러 시스템에서는 거리에 따른 전송 손실이 -30 ~ -40 dB/decade로 지속적으로 급격히 감소함에 따라 기지국에 가까운 사용자일수록 타 셀 간섭은 동일 셀 간섭에 비해 무시할 수 있을 정도로 작다. 그러나, 다중빔 위성의 시스템의 경우 빔간 간섭은 지상과 달리 거리보다는 스팟빔을 형성하는 안테나 방사 패턴에 더 의존적이며, 일반적으로 빔 경계에서의 신호 강도는 빔 중앙에 대해 약 -3 ~ -10 dB 정도로 큰 차이를 보이지 않기 때문에, 빔 경계 지역은 물론 빔 중앙 지역에서의 근접 빔으로부터의 간섭은 지상에 비해 매우 크며^[5], 이는 시스템 용량을 직접적으로 제한하는 요인이 된다. 이러한 하향 링크 용량의 제한은 방송 및 점대다 서비스, 하향 트래픽이 큰 인터넷 서비스의 특징 측면에서 바람직한 현상이라 볼 수 없다. 따라서, 본 논문에서는 빔간 간섭을 감소시키기 위해 위성의 모든 빔들에서 동일한 스크램블링 코드를 사용하고 트래픽에 따라

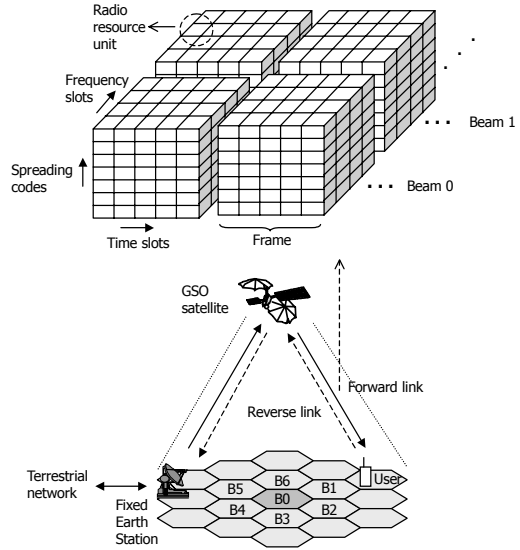


그림 4. 다중빔 위성시스템과 하향링크 전송프레임의 구성.

직교 확산 코드를 빔들 사이에서 공유하는 방안을 제시한다.

서론에 이어 II 장에서는 하향 링크에서 용량 증대를 위한 다중빔 위성 시스템과 무선 자원 할당 방법을 제시하고 III 장에서는 간단한 이론적 용량 분석과 그에 대한 예를 제시한다. IV 장에서는 시뮬레이션에 의한 용량 분석을 통해 제시된 방안의 의한 용량 증대 효과를 입증하고, 끝으로 결론에서 본 논문을 끝맺는다.

II. 다중빔 위성 통신 시스템

그림 1은 정지궤도 다중빔 위성을 이용한 셀룰러 이동위성통신 시스템의 일반적 구성을 보인 것이다. 기지국을 중심으로 한 지상 시스템과 마찬가지로, 위성의 다중빔에 의해 서비스 지역은 여러 셀들로 구성되고, 사용자 단말은 사용자가 속한 빔을 통해 위성과의 통신 링크를 형성한다. 위성은 고정 지구국(fixed earth station, FES)과 사용자 단말 사이의 통신을 중계하는 역할을 수행하고, 지구국은 지상망과의 연결을 제공하는 관문국과 위성망 제어의 중심국 역할을 수행한다. 이러한 시스템에서, 위성이 OBP (on-board processing) 기능을 탑재하여 사용자를 위한 하향 링크 신호를 직접 발생시킬 수 있으며, 위성이 단순 중계기만을 탑재한 경우에는 하향 링크 신호는 지구국으로부터 전송된 신호를 위성에서 중계함으로써 형성된다.

1. 빔간 직교 코드를 공유하는 다중빔 시스템

본 논문에서는 순방향 하향 링크에 초점을 두며, 제안된 시스템에서 하향 링크 신호는 위성의 OBP 기능 유무에 관계없이 그림 1에서와 같이 모든 빔에서 시간적으로나 주파수 영역에서 동기화 되어 있다. 동일 위성의 모든 빔의 신호가 동기화되어 있으므로, 근접 빔들에서 동일한 직교 코드 집합을 공유하면서 코드 상호 간에 직교성을 유지할 수 있다. 이처럼 서로 다른 셀들에서 동일한 직교 코드를 공유할 때, 지상 시스템의 경우 사용자와 근접 기지국들 사이의 전파 시간 차이는 물론 여러 사용자에서 위치에 따른 수신 시점의 차이 때문에, 실내의 반경수 십 m 정도의 매우 작은 셀 크기의 경우를 제외하고는 수백 kchip/s 이상의 고속 칩 속도에서 셀간 직교 코드의 공유는 현실적으로 어렵다. 그러나, 동일한 위성으로부터 전송되는 다중빔 신호는 사용자의 위치와 관계없이 동일한 시점에서 수신되므로, 동기화된 신호 전송을 통해 빔간 직교 코드의 공유가 매우 용이하다.

빔간 직교 코드 공유로 인해 빔간 간섭은 감소하나, 동시에 전송 가능한 신호의 수가 코드 수에 의해 제한 받을 수 있다. 그러나 코드 부족 현상은 셀룰러 시스템에서 주파수 재사용과 마찬가지로, 간섭이 일정 레벨 이하가 되는 빔들에서 동일한 코드를 재사용함으로써 해결될 수 있다. 또한, 대역 효율이 높은 변조 및 코딩 방식을 사용하여 코드 부족에 의한 전송률 감소를 피할 수 있으며, 동시에 많은 사용자가 저속 전송률 요구하기보다는 적은 사용자가 고속의 전송률을 요구하는 멀티미디어 서비스를 고려하여 볼 때, 이러한 방법은 타당성을 갖는다. 또한, 다음에서 기술하는 바와 같이 무선 자원이 코드 영역 이외에 주파수 및 시간 영역으로 구분되어 있을 경우, 코드 재사용 효율을 높일 수 있다.

그림 1에서 하향 링크에서 각 사용자를 위해 전송되는 패킷들은 일정 길이의 프레임을 기준으로 TDM (Time Division Multiplexing) / FDM (Frequency Division Multiplexing) / CDM (Code Division Multiplexing) 방식으로 분할된 단위 무선 자원의 집합으로 구성된다. 주파수 선택적 페이딩 채널에서 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)^[6]와 같은 다중 반송파 신호를 사용함으로써 직교 코드 사이의 직교성 보장을 강화할 수 있다. 사용자 패킷은 하나 또는 그 이상의 단위 무선 자원을 이용하여 전송되고, 특정 시간/주

파수 슬롯에서 서로 다른 직교 코드에 의해 다수의 패킷이 동시에 전송될 수 있다. 이러한, 자원 분할은 고속 시스템 전송률을 위해 넓은 대역폭을 사용하는 시스템에서 서로 다른 크기를 갖는 다수의 패킷을 효율적으로 전송할 수 있는 다중화 이득을 제공한다. 지구국 또는 위성은 각 빔에서의 트래픽과 사용된 자원을 동시에 관리할 수 있기 때문에 제안된 방안은 무선 자원 관리 측면에서도 용이하다. 각 빔에서 전송되는 패킷은 하나 또는 그 이상의 단위 무선 자원을 사용하여 전송되고, 각 패킷 전송을 위한 무선 자원은 다른 빔들에서의 자원 사용과 간섭을 고려하여 동적으로 할당된다.

2. 수신 신호대 간섭비 모델

제안된 시스템의 하향 링크 용량 분석을 위해 다음과 같은 신호대 간섭비 (signal-to-interference ratio, SIR) 모델을 설정한다. 특정 시간/주파수 슬롯에서 사용자 u 를 위해 코드 m 을 사용하여 패킷을 전송할 때, 사용자에서 수신된 패킷의 평균 수신 SIR ϵ_u 를 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\epsilon_u = SF \frac{p_{b,m} g_{b,u}}{I_{b,u} + Z_{b,u} + N} \tag{1}$$

위 식에서 SF 는 확산 코드에 의한 확산률(spreadi ng factor)을 의미하고, $p_{b,m}$, $g_{b,u}$, $I_{b,u}$, $Z_{b,u}$ 와 N 는 각각 빔 b 에서 코드 m 에 사용된 전송 전력, 빔 b 로부터 사용자 u 사이의 전송 경로 이득, 빔 b 로부터의 동일 빔 간섭 전력, 빔 b 이외의 타 빔 간섭 전력, 그리고 배경 잡음 전력이다. 여기서 전송 경로 이득은 빔 안테나 이득, 전송 손실, 평균 페이딩, 사용자 단말 안테나 이득을 포함한다. 식 (1)에서 동일 빔 간섭과 타 빔 간섭은

$$I_{b,u} = \alpha_1 \sum_{i \in M_b, i \neq m} p_{b,i} g_{b,u} \tag{2}$$

$$Z_{b,u} = \alpha_2 \sum_{j \in B, j \neq b} \sum_{i \in M_j, i \neq m} p_{j,i} g_{b,u} + \alpha_3 \sum_{j \in B, j \neq b} p_{j,m} g_{b,u} \tag{3}$$

와 같이 표현된다. 식 (2)와 (3)에서 M_b 와 M_j 는 각각 빔 b 와 빔 j 의 해당 슬롯에서 패킷 전송을 위해 사용된 코드 집합이고, B 는 빔 집합, α_1, α_2 및 α_3 는 간섭 인자이다. 식 (1)에서 간섭인자 α_1 는 서

로 다른 확산 코드를 갖는 동일 빔의 신호들로부터 발생하는 간섭 비율을 나타내는 변수로, 주파수 선택적 페이딩 채널에서 일정하지 않은 채널의 주파수 응답으로 인하여 다중 반송파 신호의 수신 방법^[6]에 따라 코드 간에 직교성이 완전히 보장될 수 없기 때문에 이를 반영하기 위한 것이다. 식 (3)에서 첫 번째 항은 타 빔에서 사용자 u 의 패킷 전송을 위해 사용된 코드 m 과 다른 코드를 사용하여 전송된 패킷들에 의한 간섭을, 두 번째 항은 타 빔에서 동일한 코드 m 을 사용하여 전송된 패킷들에 의한 간섭을 의미한다.

서로 다른 직교 코드에 의해 발생하는 평균 간섭 비율을 α_{oc} 라 하고, 동일한 직교 코드에 의한 간섭 비율을 α_{sc} 라 하면, 제안된 시스템의 경우 근접 빔에서도 동일한 스크램블링 코드를 사용하고 직교 코드를 공유하므로 각 간섭 인자는 $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{oc}$, $\alpha_3 = \alpha_{sc}$ 가 된다. 동일 코드에 대해서는 확산 이득이 없으므로 $\alpha_{sc} = SF$ 라 할 수 있다. 한편, 앞서 설명한 일반적인 셀룰러 시스템에서의 확산 코드 사용을 고려한 경우, 서로 다른 스크램블링 코드를 사용하는 신호로부터 발생하는 간섭 비율을 α_{pm} 라 하면, 각 간섭 인자는 $\alpha_1 = \alpha_{oc}$, $\alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_{pm}$ 가 되고, 일반적으로 $\alpha_{pm} = 1$ 이라 할 수 있다.

2. 동적 무선 자원 할당

각 빔에서 직교 코드의 공유는 다음과 같은 단위 자원 할당 방법에 의해 이루어질 수 있다. 사용자 u 를 위해 빔 b 에서 사용할 단위 무선 자원은 다음 식과 같이 정의되는 이득대 간섭비(gain-to-interference ratio, GIR)가 가장 큰 단위 무선 자원을 사용한다.

$$\max \phi_{b,u,m} \tag{4}$$

여기서,

$$\phi_{b,u,m} \equiv \frac{g_{b,u}}{I_{b,u} + Z_{b,u} + N} \tag{5}$$

로 특정 슬롯에서 사용자 u 를 위해 빔 b 에서 코드 m 을 사용할 때 GIR이다. 이러한 자원 선택은 패킷 전송을 위한 전송 전력이 가장 적게 요구되는 무선 자원을 선택하는 것으로, 가장 적은 전력을 사용함으로써 동일 슬롯의 타 패킷에 대해 가장 적은 간

섭을 발생하고, 따라서 현재 각 사용자 채널 상황에서 최대 시스템 용량을 이끌어낼 수 있다. 또한, 이러한 자원 선택은 근접 빔에서의 동일 코드 사용에 의한 심각한 간섭 증가를 피할 수 있다. 식 (5)의 GIR 계산에 있어 근접 빔에서 동일 코드 사용이 있다면 타 빔 간섭이 증가되고, 따라서 최대 GIR을 갖는 다른 코드를 사용하는 자원이 선정된다. 이러한 자원 선택은 각 사용자에 대해 근접 빔에 대한 전송 경로 이득 값을 필요로 하기 때문에, 각 사용자는 근접 빔에 대한 평균 전송 경로 이득을 측정하고 일정 주기로 역방향 링크를 통하여 지구국 또는 위성에 보고하여야 한다.

각 사용자를 위한 패킷 전송을 위해 무선 자원이 선택되면, 특정 패킷 수신 품질을 만족시키기 위한 요구 SIR ϵ_u^* 을 위한 전송 전력을 다음의 전력 할당 알고리즘에 의하여 구한다. 특정 슬롯에서 할당된 패킷 전송들에 대해 보고된 전송 경로 이득으로부터 다음 식을 이용하여 전송 전력을 구한다.

For $t = 1, 2, \dots, N_{itr}$,

$$p_{b,u}(t) = \frac{\epsilon_u^*}{SF} \frac{I_{b,u}(t-1) + Z_{b,u}(t-1) + N}{g_{b,u}} \tag{6}$$

여기서, N_{itr} 는 최대 반복 회수이다. 이러한 전력 할당 방법은 셀룰러 시스템에서 폐쇄 루프 전력 제어를 위한 분산 전력 제어 알고리즘 (distributed power control algorithm)^[7]를 적용한 것으로, 본래의 방법과의 차이점은, 알고리즘이 각 사용자에 대한 폐쇄루프에 의해 동작하는 것이 아니라, 중앙국에서 각 사용자의 보고된 전송 경로 이득으로부터 반복적인 계산에 의해 직접 얻어진다는 것이다.

III. 하향 링크의 이론적 용량 분석

본 장에서는 제안된 시스템의 최대 하향 링크 용량을 유도하고, 간섭 인자에 따른 영향과 빔 부하에 따른 전송 전력을 분석하여 본다.

1. 하향 링크 최대 용량

하향 링크를 통해 전송된 패킷의 평균 수신 SIR은, 해당 서비스가 요구하는 품질을 만족시키기 위해 특정 요구 SIR ϵ_u^* 이상의 값을 가져야 한다고 할 때 (예로써, 요구 SIR은 특정 패킷 오류 확률을 만족시키기 위한 평균 수신 SIR), 식 (1)에 의해

표현되는 SIR은 $\epsilon_u \geq \epsilon_u^*$ 를 만족하여야 하고, 이를 다시 쓰면 다음 식과 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{p_{b,m} g_{b,u}}{I_{b,u} + Z_{b,u} + N} \geq \epsilon_u^*/SF, \quad (7)$$

빔 b 의 해당 슬롯에서 사용된 총 전송 전력을

$$p_b = \sum_{m \in M_b} p_{b,m} \quad (8)$$

라 하고, 칩당 요구 SIR으로써 $\gamma_u^* = \epsilon_u^*/SF$ 를 정의하면, 식 (7)은

$$p_{b,m} \geq \frac{\alpha_{oc} \gamma_u^*}{1 + \alpha_{oc} \gamma_u^*} p_b + \frac{\gamma_u^*}{1 + \alpha_{oc} \gamma_u^*} \frac{Z_{b,u} + N}{g_{b,u}} \quad (9)$$

와 같이 정리될 수 있다. 여기서, 해당 슬롯에서 사용된 모든 확산 코드에 대한 전송 전력을 합하면,

$$1 \geq \sum_{m \in M_b} \left[\frac{\alpha_{oc} \gamma_u^*}{1 + \alpha_{oc} \gamma_u^*} + \frac{\gamma_u^*}{1 + \alpha_{oc} \gamma_u^*} \frac{Z_{b,u} + N}{p_b g_{b,u}} \right] \quad (10)$$

로 유도된다. 위 식 (10)에서 해당 빔으로부터의 수신 전력이 타 빔 간섭보다 매우 클 경우, 즉, $p_b \rightarrow \infty$ 또는 $p_b g_{b,u} \gg Z_{b,u}$ 인 경우,

$$1 \geq \sum_{m \in M_b} \frac{\alpha_{oc} \gamma_u^*}{1 + \alpha_{oc} \gamma_u^*} \quad (11)$$

로 하향 링크 용량은 간단한 식으로 표현될 수 있다. 식 (11)은 빔 전송 전력의 제한이 없을 경우 이론적 최대 용량은 서비스 품질을 위해 요구되는 수신 SIR γ_u^* 와 간섭 인자 α_{oc} 에 결정될 수 있음을 보인다. 모든 사용자에게 대해 요구 SIR이 $\epsilon^* = \gamma^* SF$ 로 같다면, 각 슬롯에서 동시 전송 가능한 코드 수 또는 사용자 수는

$$M_{\max} \leq \frac{\alpha_{oc} \gamma_u^*}{1 + \alpha_{oc} \gamma_u^*} \quad (12)$$

가 되고, 확산률 SF 로 정규화 하면, 정규화된 최대 용량은

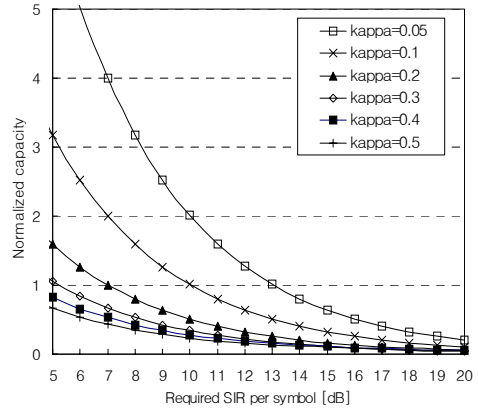


그림 8. 요구 SIR과 간섭 인자에 따른 하향 링크 최대 용량 (SF=32).

$$C_{\max} = M_{\max}/SF \leq \frac{1}{SF} \frac{1 + \alpha_{oc} \gamma_u^*}{\alpha_{oc} \gamma_u^*} \quad (13)$$

로 얻을 수 있다.

그림 2는 식 (13)을 이용하여 $SF=32$ 일 때, 요구 SIR ϵ^* 과 직교 코드 간섭 인자 α_{oc} (그림 2에서 kappa로 표기)에 대해 정규화된 최대 용량을 나타낸 것이다. 그림 2에서 직교 코드 간섭 인자가 작을수록 용량은 급격히 증가하며, 요구 SIR에 대해서는 반비례 관계를 갖는다. 정규화된 용량이 1을 초과하는 경우는 확산 코드의 수보다 시스템이 제공 가능한 동시 전송 패킷 수가 크다는 것을 의미하며, 이는 곧 코드 부족 현상이 발생할 수 있음을 의미한다. 극단적인 예로써, 채널의 주파수 응답이 일정하여 직교성이 완전히 보장될 경우 (즉, $\alpha_{oc} \rightarrow 0$) 용량은 무한대가 되고, 전력이 제한되지 않은 경우 코드 제한이 없다면 시스템 처리율을 극대화할 수 있음을 의미한다. 그러나, 식 (10)에서와 같이 사용 가능 전력이 제한되고 타 빔으로부터의 간섭을 무시할 수 없다면, 실제 용량이 1을 초과할 수 있는 경우는 극히 제한된다. 실질적인 용량에 대해서는 I V 장의 시뮬레이션에 의한 결과를 통해 분석하기로 한다.

2. 요구 빔 전송 전력

본 절에서는 제안된 다중빔 시스템에서 요구되는 빔 전송 전력을 실질적인 예를 통하여 구하여 본다. 먼저, 특정 빔에서 부하를 식 (13)의 최대 용량에 대한 사용 비율로

$$x_{load} \equiv \frac{C_{used}}{C_{max}} = \frac{m_{used}}{M_{max}} = m_{used} \frac{\alpha_{oc} \gamma^*}{1 + \alpha_{oc} \gamma^*} \quad (14)$$

와 같이 정의한다. 위 식에서 c_{used} 와 m_{used} 는 각각 실제 빔에서 사용되고 있는 정규 용량과 동시 전송 패킷 수를 의미한다. 위의 빔 부하에 대한 정의를 이용하여, 빔 부하가 특정 값에 이르렀을 때, 요구되는 빔의 전송 전력을 구한다. 각 패킷에 대해 수신 요구 SIR 만족을 위해 $\epsilon_u \geq \epsilon_u^*$ 를 위한 최소 전력을 사용하고, 간단한 유도를 위해 빔 내의 모든 사용자에 대해 전송 경로 이득이 평균적으로 G_b 로 같다고 가정하면, 식 (1)로부터 식 (14)의 정의를 사용하여

$$\frac{P_b G_b}{Z_b + N} = \frac{x_{load}}{\alpha_{oc}(1 - x_{load})} \quad (15)$$

를 얻을 수 있고, 여기서 P_b 는 빔 b 에서 사용된 총 전송 전력이다. 위 식에서 빔 부하가 최대 용량에 가까워지면, 빔 전력은 무한대가 필요함을 알 수 있다 (즉, $x_{load} \rightarrow 1$ 이면, $P_b \rightarrow \infty$). 식 (15)을 배경 잡음 전력에 대한 빔의 총 수신 전력의 비로 표현하면, 다음 식과 같이 얻을 수 있다.

$$NR \equiv \frac{P_b G_b}{N} = \frac{Y_{load}}{1 - r Y_{load}} \quad (16)$$

위 식에서

$$Y_{load} \equiv \frac{x_{load}}{\alpha_{oc}(1 - x_{load})} \quad (17)$$

$$r \equiv \frac{Z_b}{P_b G_b} \quad (18)$$

로 정의되고, r 은 타 빔으로부터의 간섭 전력과 해당 빔 b 로부터의 수신 전력의 비를 의미한다. 식 (16)은 각 사용자에서 잡음 전력에 대한 해당 빔으로부터 수신되는 총 전력의 비로써(Noise Rise, NR), 실질적인 전송 경로 이득과 관계없이, 빔 부하와 타 빔 간섭 비율에 따른 빔의 요구 전력의 변화를 표현한다.

그림 3은 직교 코드 간섭 인자가 $\alpha_{oc}=0.1$ 일 경우, 빔 부하 x_{load} 와 동일빔 간섭대 타빔 간섭 비 r

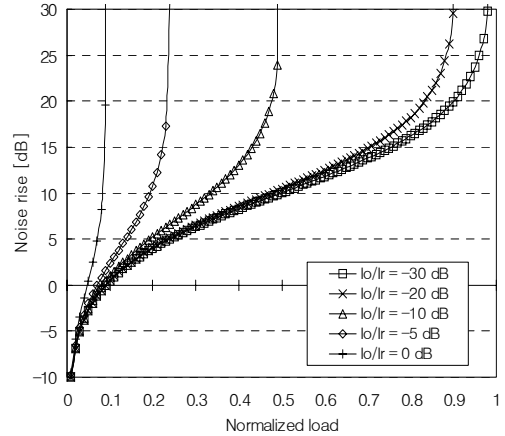


그림 10. 빔 부하에 따른 빔 수신 전력과 잡음 전력의 비 ($\alpha_{oc}=0.1$).

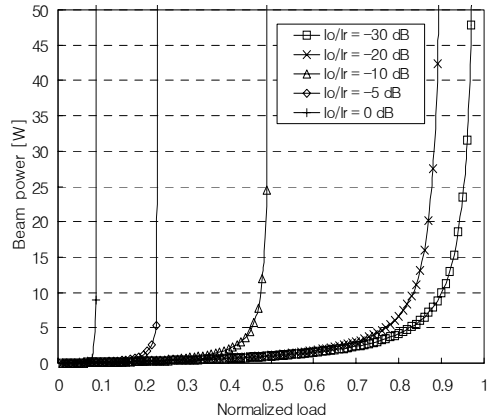


그림 4. 빔 부하에 따른 요구 빔 전송 전력 ($\alpha_{oc}=0.1$).

에(그림 3에서 I_o/I_r 로 표기) 따라 NR을 나타낸 것이다. 그림 4는 빔의 평균 전송 경로 이득으로 $G_b = -120$ dB, 잡음 전력으로 $N = -170$ dBm/Hz \times 10 MHz 일 때 빔 부하에 따라 요구되는 빔의 실질 전송 전력을 나타낸 것이다. $I_o/I_r = -30$ dB로써 타 빔 간섭이 극히 적을 경우 필요한 NR과 빔 전송 전력은 빔 부하가 최대 용량에 가까워질 때 급격히 증가한다. 그러나, 타 빔 간섭 비율이 증가하면, 빔 부하가 이론적 최대 용량에 이전에 포화되어 실질 빔 전송 전력은 급격히 증가함을 알 수 있다. 빔 부하가 NR을 급격히 증가시키는 값의 부근에서 1%의 빔 부하 상승을 위해 요구되는 전력 증가는, 빔 부하가 적을 때 1%의 빔 부하 상승을 위해 요구되는 전력 증가량 보다 매우 커진다. 예를 들어, I

$o/Ir=-10$ dB 일 때, 빔 부하 19%와 20%에서 요구되는 빔 전송 전력의 차이는 약 0.03 W인 반면에, 49%와 50%에서의 전력 차이는 거의 무한대에 가까워진다. 따라서, 실질적인 시스템 운용에서 빔 전력 제한을 고려하여 특정 빔 부하 이하로 빔 용량을 제한시킬 필요가 있다.

표 1은 필요 빔 전력이 급격히 증가하는 부근의 빔 부하와 빔 전력을 나타낸 것이고, 표 2는 요구 SIR이 10 dB일 때 빔 부하 제한에 따른 정규화된 빔 용량을 나타낸 것이다. 표 1에서 $I_o/I_r=-10$ dB 일 때, 최대 NR은 25 dB 이하로, 최대 빔 전력은 25 W 이하로 소요된다는 것으로 볼 수 있다. 이는 표 2에서와 같이 약 0.5의 최대 용량에 해당되며, 빔 용량은 1을 초과하지 않는다는 것을 알 수 있다. 표 1과 표 2의 결과로부터 다중빔 환경에서 빔 전력 제한으로 인하여 대부분의 경우 빔 최대 용량은 1을 초과하지 않음을 알 수 있다. 이는 다시 제안된 시스템에서 코드 부족 현상 이전에 간섭의 의하여 먼저 빔 용량이 제한받는다는 것을 의미한다. 그러나, 여기서의 결과는 평균적인 최대 용량으로, 순간적으로 사용자 채널과 간섭 상황이 양호할 경우, 빔 용량이 1 이상에 해당되는 즉 채널과 간섭 상황이 대역폭 이상의 전송률을 지원할 수 있는 경우가 발생할 수 있다. 이 경우, 16-ary QAM와 같은 대역 효율이 높은 변조 및 코딩 방식을 사용하여 시스템에서 제공 가능한 전송 효율을 순간적으로 높일 수 있는 방안은 여전히 유효할 것이다.

IV. 무선자원할당 시뮬레이션에 의한 용량 분석

제안된 시스템의 무선 자원 할당에 의한 하향 링크 용량을 비교 분석하기 위해, 기존의 코드 사용 방식을 적용한 다중빔 시스템과 제안된 시스템의 시스템 용량을 시뮬레이션을 통하여 비교하였다. 표 3은 시뮬레이션에서 사용된 파라미터를 나타낸 것으로, 서비스 지역은 그림 1에서와 같이 총 19개의 육각형 셀들로 구성되고, 각 셀은 GSO 위성의 각 빔에 의해 서비스되는 것으로 가정하였다.

시뮬레이션에서 다음 식에 의해 안테나 이득이 정의되는 빔 패턴을 사용하였다^[5].

$$G(\theta) = G_{\max} \left[\frac{2J_1(\pi D \sin \theta / \lambda)}{\pi D \sin \theta / \lambda} \right] \quad (19)$$

표 1. 빔 전송 전력이 급격히 증가를 나타내는 빔 부하 ($\alpha_{oc}=0.1$).

I_o/I_r [dB]	빔 부하 [%]	Noise Rise [dB]	빔 전송 전력 [W]
-20 dB	90	29.5	90
	91	∞	∞
-10 dB	49	23.9	24.5
	50	∞	∞
-5 dB	23	17.3	5.4
	24	33.6	227.8

표 2. 빔 부하 제한에 따른 최대 빔 용량 ($\epsilon^*=10$ dB).

I_o/I_r [dB]	$\alpha_{oc}=0.05$	$\alpha_{oc}=0.1$	$\alpha_{oc}=0.2$
-20	$2.03 \times 82\% = 1.66$	$1.03 \times 90\% = 0.93$	$0.53 \times 94\% = 0.50$
-10	$2.03 \times 33\% = 0.67$	$1.03 \times 49\% = 0.50$	$0.53 \times 66\% = 0.35$
-5	$2.03 \times 13\% = 0.26$	$1.03 \times 23\% = 0.24$	$0.53 \times 38\% = 0.20$

표 3. 시뮬레이션 파라미터.

항목	값
반송파 주파수	20 GHz
최대 위성 안테나 이득	61 dBi
사용자 안테나 이득	29 dBi
최대 전송 경로 이득	-120 dB
음영 페이딩 표준 편차	8 dB
셀 반경	50 km
최대 빔 전송 전력	50 W
배경 잡음 전력	170 dBm/Hz \times 10 MHz
확산률	32

위 식에서 G_{\max} , θ , D , λ 는 각각 빔 중앙에서의 최대 안테나 이득, 빔 중심으로부터 벗어난 각도, 안테나 직경, 반송파 파장이다. 위성 빔 안테나 직경으로는 약 10 m를 가정하여 최대 안테나 이득은 61 dBi이고, 빔 중앙에서의 안테나 이득에 대하여 빔 외각에서의 손실로 -3 dB를 가정하여 지상에서 셀의 반경은 약 50 km가 된다^[2]. 사용자 단말의 안테나로는 약 30 cm의 직경으로 최대 안테나 이득 33 dBi이고, 여기서 4 dB의 손실을 가정하여 사용자 안테나 이득으로 29 dBi를 가정하였다^[2]. 어떤 사용자 u 와 빔 b 사이의 전체 전송 경로 이득은 다음과 같이 계산된다.

$$g_{b,u} = G_b(\theta_u) + G_{FS} + G_{u,fading} + G_u \text{ dB} \quad (20)$$

위 식에서 $G_b(\theta_u)$, G_{FS} , $G_{u,fading}$, G_u 는 각각 사용자 u 의 위치에서의 빔 b 의 안테나 패턴 이득, 자유공간 손실, 사용자 u 의 평균 음영 페이딩(shadowing) 값, 사용자 안테나 이득이다. 사용자가 빔 중앙에 위치할 때, 페이딩을 제외한 전송 경로 이득은 -120 dB가 된다. 페이딩으로는 표준 편차가 8 dB인 대수 정규 (log-normal) 분포를 가정하였다.

용량을 구하기 위한 시뮬레이션은 하나의 주파수/시간 슬롯에 초점을 두어 이루어졌으며, 다음과 같은 과정에 의해 수행되었다. 먼저, 빔의 부하를 포화시키는 일정 수의 사용자를 서비스 지역에 균일하게 분포시키고, 각 사용자에게 전송 경로 이득이 가장 큰 빔을 해당 사용자의 서비스 빔으로 한다. 각 사용자에게 서비스 빔이 설정되면, II.2 절의 자원 선택 방법에 의해 해당 빔에서 패킷 전송을 위해 사용할 확산 코드를 설정하고, 각 사용자를 위한 전송 전력을 II.2 절의 전력 할당 알고리즘에 의하여 구한다. 자원 할당과 전력 할당에서 근접 빔에 대한 전송 경로 이득은 사용자의 측정 보고를 바탕으로 이루어지고, 측정 보고는 오류 없이 수행된다고 가정되었다. 다음으로 각 빔에서 할당된 패킷 전송 전력의 합이 최대 빔 전력을 초과하지 않는 범위에서 동시 전송 가능한 패킷의 수를 세고, 이를 확산률 SF 로 정규화 한다. 빔 용량으로 중앙 빔의 결과만을 취하고, 시뮬레이션 결과가 특정 사용자 위치에 의존되지 않도록 동일한 조건에 대해 100 회 이상의 서로 다른 사용자 분포에 대한 시뮬레이션을 수행하여, 평균화된 값을 시뮬레이션 결과로 얻는다. 위와 같은 시뮬레이션 과정은 기존 코드 사용 방식을 적용한 다중빔 시스템에 대한 시뮬레이션에서도 동일하게 적용되었다.

그림 5는 전력 할당 알고리즘에서 반복 회수에 대한 평균 자승 오차를 보인 것으로, 여기서 오차는 각 반복 회수에서 계산된 전송 전력을 할당하였을 때 얻어지는 수신 SIR과 요구 SIR 값과의 차이를 의미하며, 요구 SIR 값으로 약 11dB를 사용하였다. 사용자 분포에 대한 의존성을 피하기 위해, 각 반복 회수에 대해서 100회의 서로 다른 사용자 분포에 대한 평균 자승 오차를 구하였다. 사용자 수가 5명으로 적을 경우, 5회 반복 이전에 오차는 -50 dB 이하로 적어지고 수신 SIR은 요구 SIR에 수렴한다. 사용자가 증가하면 사용자의 위치와 페이딩 조건에

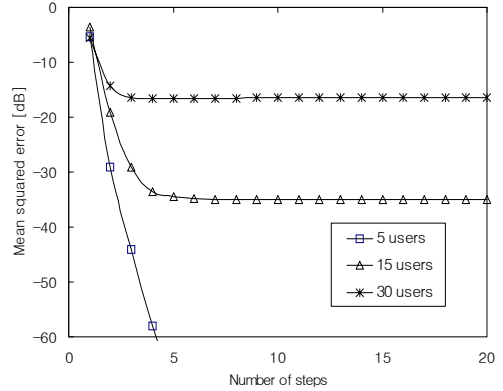


그림 5. 전력 할당 알고리즘의 반복 회수에 따른 수렴 특성 ($\alpha_{oc}=0.1$).

따라 시스템에서 지원 가능한 수신 SIR이 요구 SIR에 미치지 못할 경우가 발생하며, 따라서 평균 오차는 증가한다. 그림 5에서 반복 회수로 10 회 이하에서 전력 할당은 수렴한다는 것을 볼 수 있으며, 따라서 빔 용량을 구하기 위한 시뮬레이션의 전력 할당에서 10회의 반복 계산을 수행하였다.

그림 6, 그림 7, 그림 8은 시뮬레이션을 통하여 얻은 정규화된 빔 용량을 특정 패킷 수신 품질을 만족시키기 위해 요구되는 SIR에 따라 나타난 것이다. 결과에서 전력 제한이 없는 경우의 이론적 최대 용량은 “Analytic”으로, 제안된 방법의 경우 “Orthogonal”, 기존 코드 사용 방법의 경우 “Non-orth.”로 표기하였다. 결과에서 제안된 시스템은 기존 코드 사용 방법을 적용한 시스템 보다 높은 빔 용량을 가짐을 볼 수 있으며, 직교 코드 간섭 인자(결과 그림에서 k로 표기)가 작을수록 용량 차이는 크게 나타나고, 직교 코드 간섭 인자가 0.1 이하에서 제안된 시스템은 두 배 이상의 용량을 보인다. 제안된 시스템이 빔간 간섭 감소를 위해 직교 코드를 공유하기 때문에 제안된 시스템의 용량은 직교 코드 간섭 인자에 큰 영향을 받는다. 반면에 기존 코드 사용 방법을 적용한 시스템의 경우 동일 빔 간섭에서만 직교 코드 간섭 인자가 영향을 미치므로 서로 다른 직교 코드 간섭 인자 값에 대한 용량 차이는 상대적으로 적다.

그림 6에서 직교 코드 간섭 인자가 0.05이고 요구 SIR이 8 dB이하로 작을 경우, 제안된 시스템의 빔 용량은 1에 근접함을 볼 수 있으며, 빔 용량이 1을 넘지 않는 것은 빔에서 사용 가능한 직교 코드의 수가 제한 받기 때문이다. 이러한 경우는 요구

SIR이 매우 작기 때문에 각 빔에서 사용 가능한 코드 수 이상의 동시 전송이 가능함을 의미하며, 이 경우 대역 효율이 높은 변조 방식을 사용함으로써 평균 주파수 효율이 1 bps/Hz/beam 이상을 얻을 수 있음을 의미한다. 그러나, 코드율 1/2 컨벌루션 코딩을 사용한 QPSK 변조 방식에 대해 페이딩 채널에서 비트오율 10^{-5} 의 수신 품질을 얻기 위해서 요구되는 심볼당 SIR이 8 dB 이상임을 감안할 때^[8], 실제 시스템 환경에서는 코드 수에 의한 용량 제한은 거의 발생하지 않는다고 볼 수 있다. 그러나, 제시된 결과는 빔의 평균 용량으로 요구 SIR이 8 dB 이상으로 높더라도, 사용자들의 채널 환경에 따라 빔 용량으로 1 이상을 지원할 수도 있는 경우가 발생할 수 있다. 즉, 사용자 채널 환경에 따른 적응형 변조 및 코딩 방식을 적용함으로써 코드 수에 의한 제한을 피하고 빔 용량을 극대화시키는 방법이 필요하다.

Ka 대역을 사용하는 위성 시스템의 경우, 20 GHz ~ 30 GHz의 높은 대역을 사용하고, 위성 링크에서의 다중 경로 확산이 수십 ns 임을 고려해 볼 때, 페이딩 채널의 상관 대역폭(correlation bandwidth)은 수십 MHz 이상이 된다. 시스템에서 상관 대역폭과 유사한 크기의 대역폭을 사용하는 경우, 채널의 주파수 응답은 주파수 비선형적이라 볼 수 있으며, 직교 코드 간섭 인자로 0.1 이하의 매우 작은 값을 가진다. 이러한 점과 지금까지의 결과를 고려하여 볼 때, 다중 빔 위성 시스템에서 빔간 직교 코드를 공유하는 방안은 하향 링크 용량 증대에 있어서 매우 중요한 역할을 갖는다고 할 수 있을 것이다.

V. 결론

본 논문에서는 다중빔 정지궤도 위성을 이용한 이동 위성 시스템에서, 하향 링크 용량 증대를 위해 빔간 직교 코드를 공유하는 방법을 제시하고, 제안된 시스템을 위한 무선 자원 및 전력 할당 방법을 제시하였다. 하향 링크 용량에 대한 간단한 이론적 분석을 통하여 코드 공유에 의한 코드 부족 현상은 빔 전송 전력이 실질적으로 제한된 시스템에서는 발생되지 않음을 보였다. 또한, 다중빔 위성 시스템에 대한 시뮬레이션을 통하여 제시된 시스템은 기존의 확산 코드 사용 방법을 적용한 다중빔 위성 시스템에 대해 약 2 배 이상의 용량 증대 효과를 가짐을 보였다. 용량 증대 효과는 주파수 선택적 페

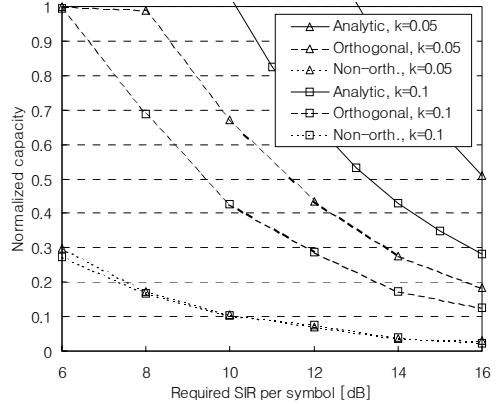


그림 6. 직교 코드 간섭 인자가 0.05와 0.1 일 경우 요구 SIR에 따른 빔 용량.

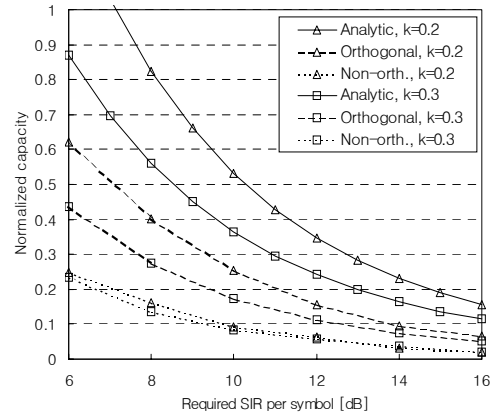


그림 7. 직교 코드 간섭 인자가 0.2와 0.3 일 경우 요구 SIR에 따른 빔 용량.

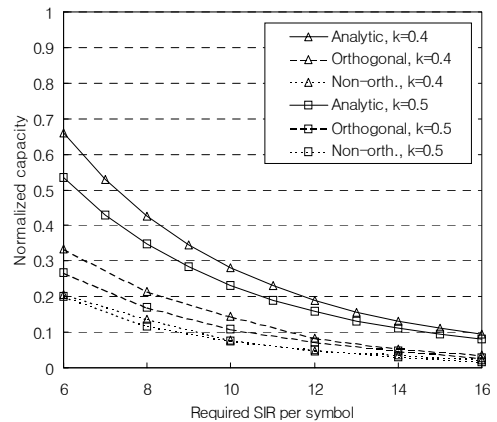


그림 8. 직교 코드 간섭 인자가 0.4와 0.5 일 경우 요구 SIR에 따른 빔 용량.

이딩 채널에서 수신 신호 복조 시에 서로 다른 직

교 코드를 이용하는 신호 상호 간에 발생하는 간섭 비율에 의존적이며, 직교 코드 간섭 비율이 낮을수록 용량 증대 효과는 증가한다. 향후, 사용자들의 채널 상황에 따라 시스템 용량을 순간적으로 증가시키기 위해 대역 효율이 높은 변조 및 코딩 방식을 적용하는 적응형 전송 방식이 고려되어야 하며, 실질적인 인터넷 서비스 트래픽과 사용자 보고 지연에 대한 영향을 분석해야 할 것이다.

참고문헌

- [1] Shunichiro Egami, "A power-sharing multiple-beam mobile satellite in Ka band," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, no. 2, pp. 145-152, Feb. 1999.
- [2] G. Maral and M. Bousquet, Satellite Communications Systems - Systems, Techniques and Technology, 2nd ed., John Wiley & Sons, 1993.
- [3] Fred J. Dietrich, Paul Metzen, Phil Monte, "The Globalstar cellular satellite system," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol 45, No 6, pp. 935-942, June 1998.
- [4] Payam Taaghoh et al, "Satellite UMTS/IMT-2000 W-CDMA air interface," IEEE Communication Magazine, pp. 116-126, Jan. 1999.
- [5] Javier Romero-Garcia and Riccardo De Gaudenzi, "On antenna design and capacity analysis for the forward link of a multibeam power controlled satellite CDMA network," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 18, no. 7, pp. 1230-1244, July. 2000.
- [6] Richard V. Nee and Ramjee Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publishers, 2000.
- [7] Roy D. Yates, A Framework for Uplink Power Control in Cellular Radio Systems, IEEE J. Select. Ar

eas Commun., Vol. 13, No. 7, pp. 1341-1347, Sep. 1995.

- [8] John G. Proakis, Digital Communications, 3rd ed., McGraw-Hill, Inc., 1995.

임 광 재 (Kwang-Jae Lim)

정회원



1992년 2월 : 인하대학교

전자공학과 학사

1994년 2월 : 인하대학교

전자공학과 석사

1999년 2월 : 인하대학교

전자공학과 박사

1999년 3월~현재 : 한국전

자통신연구원 광대역무선전송팀 선임연구원

2001년 1월 ~ 2002년 12월 : 한국정보통신

협회 차세대이동통신 프로젝트그룹 위성실무반
의장

<주관심분야> 이동 및 위성 통신 시스템, 다중
접속, 무선자원관리 등.

김 수 영 (Soo-Young Kim)

정회원



1990년 2월 : 한국과학기술

원 전기 및 전자공학과 학사

1994년 2월 ~ 1991년 9

월 : 한국전자통신연구소 위

성통신시스템연구부 연구원

1992년 10월 : Univ. of

Suurey, U.K 공학 석사

1995년 2월 : Univ. of Surrey, U.K 공학
박사

1994년 11월~1996년 6월 : Research Fe
llow, Univ. of Surrey, U.K

1996.8~현재 : 한국전자통신연구원 전파방송
연구소 광대역무선전송팀장

<주관심분야> 오류정정 부호화 방식, 이동/위성
통신 전송 방식 연구 등

오 덕 길 (Deock-Gil Oh)

정회원



1980년 : 서울대학교 전자공
학과 (학사)

1984년 : 서울대학교 대학원
전자공학과 (석사),

1996년 : 서울대학교 대학원
전자공학과 (박사),

1982년~현재 : 한국전자통
신연구원 무선방송연구소 광대역무선통신 연구
부장

<주관심분야> 무선통신, 위성통신

김 재 명 (Jae-Moung Kim)

정회원



1974년 2월 : 한양대학교 전
자공학과 학사

1981년 8월 : Univ. of S
outhern California 전기
공학과 석사

1987년 8월 : 연세대학교
전자공학과 박사

1982년~2003년 3월 : 한국전자 통신연구원
무선방송연구소장

2003년 4월~현재: 인하대학교 정보통신대학
원 교수

1996년~현재 : 한국통신학회 상임이사

2001년~현재 : 한국방송공학회 부회장

2001년~현재 : 통신위성·우주산업 연구회 부
회장

<주관심분야> 무선통신, 위성통신