

# 저궤도 위성 이동 통신시스템에서 다중접속 방식의 용량 비교분석

## Capacity Analysis of Multiple Access Schemes for LEO Mobile Satellite Communication System

전 동 근\*\*\*, 이 연 우\*, 윤 상 보\*\*, 홍 선 표\*\*\*

(Dong Keun Jun\*\*\*, Yeon Woo Lee\*, Sang Bo Yun\*\*, Sun Pyo Hong\*\*\*)

### 요 약

본 논문에서는 다중 빔을 사용한 저궤도 위성 이동 통신시스템 환경에서 부호 분할 다중접속 및 주파수 분할 다중접속 방식의 채널 용량을 비교 분석하였다. 위성 중계기의 출력의 효율성, 주파수 효율성, 부호화 방식 및 안테나의 EIRP나 G/T 형태 등과 같은 파라미터 들을 순방향 링크와 역방향 링크에서 채널 용량을 결정하는 시스템 파라미터로서 고려하였고, 피더 링크(feeder link)는 Ku-band를, 사용자 링크는 L-band를 사용한 다중 스팟빔(spot beam) 시스템을 채널 용량 분석의 모델로 적용하였다. 분석결과 도플러 현상 및 다중경로에 강한 부호 분할 다중접속 방식이 용량면에서 주파수 분할 다중접속 방식에 비해 성능이 우수함을 알 수 있었다.

### ABSTRACT

In this paper, the channel capacities of both Code Division Multiple Access (CDMA) and Frequency Division Multiple Access (FDMA) for LEO mobile satellite communication system with multi-beam are numerically analyzed and compared with each other. In this analysis, we considered the system parameters (the power efficiency of satellite transponder, frequency efficiency, encoding scheme, and EIRP or G/T of antenna) and adopted the multi-beam system which using Ku-band in the feeder link and L-band in the user link as the channel capacity analysis model.

From the capacity analysis based on our system model and the related system parameters, in particular, the conclusion has been reached that a CDMA scheme, which is robust to both Doppler effects and multi-path effects, results in more channel capacity than FDMA in multi-beam system.

### I. 서 론

현재 위성을 이용한 이동통신 시스템 망을 구축하기 위한 연구활동으로 위성을 이용한 범세계 개인통신 시스템(Global Mobile Personal Communications by Satellite : GMPCS) 및 IMT-2000의 위성부분 등과 같은 범세계 프로젝트를 들 수 있다. 저궤도(LEO : Low Earth Orbit), 중궤도(MEO : Medium Earth Orbit) 및 정지궤도(GEO : Geostationary Erath Orbit) 위성 궤도군(constellation)을 이용하여 음성 및 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 위성 이동통신 시스템의 설계 및 구축을 목적으로 하는 이러한 프로젝트들은 현재 활발한 연구를 진행 중에 있다[1].

위성 이동 통신시스템에서 일반적으로 고려되는 다중 접속방식으로는 주파수 분할 다중접속방식(FDMA : Frequency Division Multiple Access), 시분할 다중접속방식(TDMA : Time Division Multiple Access) 및 부호 분할 다중접속방식(CDMA : Code Division Multiple Access) 등을 들 수 있다. 위성 이동통신에서 다중접속 방식의 선택 시 고려하여 할 파라미터들은 위성 중계기 출력의 효율적인 이용, 할당된 주파수 자원의 효율적 사용, 링크 마진, 부호화 방식, 음성 활성 감지 기법 등 시스템의 용량에 영향을 미치는 부분과 빔의 숫자 및 EIRP, 이동국의 EIRP, 이동국의 G/T 및 데이터 전송률과 관계된 단말기 종류 등 단말기에 형태 및 단말기간의 RF 간섭을 결정짓는 부분, 아울러 트래픽 변화에 대한 적응력, 여러가지 응용 서비스에 대한 수용의 용이성, 여러가지 망 구조에 대한 상호 연결성 및 확장성 및 경제성 등과 같은 부분 등으로 구분할 수 있다. 이 중에서 주목해야 할 제한적인 요

\* 고려대학교 전자공학과

\*\* 대우통신 주식회사 무선시스템 연구단

\*\*\* 시립인천전문대학 제어계측학과

접수일자 : 1998년 3월 26일

소는 한정된 주파수 자원의 효율적인 사용과 이동국의 소형화 및 저전력 소모이다. 주파수의 효율성 측면에서는, ITU-R에서 위성 이동통신 서비스에 할당한 주파수 자원은 향후 급증할 수요에 대비해 매우 한정되어 있어서 각 시스템의 주파수 재사용은 필수적이라고 할 수 있다.

위성 이동 통신시스템 환경에서 CDMA방식과 FDMA 방식간의 비교 분석은 참고 문헌 [2]에서 연구를 수행하였는데, 본 논문에서는 분석에 적용한 시스템 모델들은 위 논문에서 적용한 시스템 파라미터들을 토대로 저궤도 위성 이동통신 시스템 모델에 맞게 변형시켰다. 또한, 위 논문들에서 고려하지 않은 역방향 링크에서 다중빔간의 간섭을 고려하여 역방향 용량 분석 시 적용하였다.

순방향 링크와 역방향 링크에서 채널 용량을 결정하는 시스템 파라미터들을 고려하여 다중 빔을 적용한 시스템 모델을 토대로 채널 용량을 분석한 결과 도플러 현상 및 다중경로에 강한 CDMA 방식이 채널 용량면에서 FDMA 방식에 비해 성능이 우수함을 알 수 있었다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서 고려한 시스템 모델은 그림 1과 같고, 모델에서 필요한 피더링크는 Ku-band를, 사용자 링크에는 L-band의 주파수 대역이라고 가정한다. 위성의 사용자 링크의 빔은 EIRP 및 주파수 재사용을 가능하게 하는 다중 스팟빔을 적용하고 그에 따른 빔간 간섭을 고려하며, 위성당 다중 빔의 수는 19개, 위성의 고도는 약 1,400km로인 저궤도 위성 시스템으로 가정한다. 또한, 피더링크의 채널 특성은 AWGN채널을, 사용자 링크는 라이시안 채널을 가정하며, 빔간 균일한 트래픽 분포를 가정한다.

저궤도 위성 시스템은 위성군 및 빔 패턴 등의 설계에 따라 매우 다양한 시스템 파라미터를 갖게 되는데, 본 논문에서는 위성 시스템의 이와 같은 다양한 시스템 파라미터들을 유연하게 반영할 수 있는 채널 용량의 분석 모델을 제시하고자 한다. 본 논문에서 제시한 분석 모델을 토대로 실제 시스템 구현 시 지구국 및 중계기의 EIRP 및 G/T의 변화에 따른 채널 용량을 도출할 수 있을 것이다.

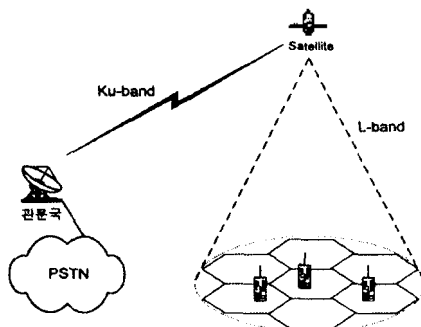


그림 1. 시스템 모델

## III. 시스템 용량 분석

### 3.1 부호 분할 다중접속(CDMA) 방식

본 절에서는 단일 빔에 대한 용량을 분석한 후 다중 빔 환경으로 확장하도록 하며, 순방향과 역방향에 대해서 용량을 별도로 분석한다. 단일 빔의 순방향 링크 상에서 전체 신호 대 잡음비(C/N),는 상향링크에서의  $(C/N)_u$ , 하향링크에서의  $(C/N)_d$  및 HPA에서의 혼변조 잡음  $(C/N)_{IM}$ , 다중 사용자 간섭(MAI)에 의한  $(C/N)_j$ , 그리고 페이딩에 의한  $(C/N)_f$  등으로 이루어진다. 즉, 단일 빔의 전체 신호 대 잡음비를 다음 (1)식과 같이 표현할 수 있다.

$$(N/C)_t = (N/C)_u + (N/C)_d + (N/C)_{IM} + (N/C)_j + (N/C)_f \quad (1)$$

확산 대역과 심볼 구간의 길이를 각각  $W$ 와  $T$ 로 나타내면, 전체 잡음 대 신호비(C/N),는 다음과 같이 비트 에너지 대 잡음 밀도와 확산이득(processing gain)의 함수로 표현할 수 있다.

$$(N/C)_t = (N_0/E_b)_t WT \quad (2)$$

한편, Ku-band의 상향 링크 잡음 대 신호 비는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$(N/C)_u = \left[ \frac{L_u L_{fu} K T_s W}{EIRP_u G_{su}} \right]_{Ku} \quad (3)$$

식 (3)에서  $EIRP_u$ 는 상향 링크의 등방 유효 방사전력 (EIRP : Equivalent Isotropic Radiated Power)로서 관문국의 안테나의 이득과 전력 증폭기의 출력에 의해 결정된다.  $L_u$ 는 상향 링크 자유 공간 손실(Free Space Loss),  $L_{fu}$ 는 상향 링크의 페이딩 손실이며  $K$ 는 Boltzmann 상수,  $T_s$ 는 위성 시스템의 열 잡음을 의미한다. 마찬가지로 L-band의 하향 링크 잡음 대 신호비는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$(N/C)_d = \left[ \frac{L_d L_{fd} K T_s W}{EIRP_d G_{sd}} \right]_{Ku} \quad (4)$$

식 (4)에서  $EIRP_d$ 는 위성에서 지상의 영역 B로 하향 방사되는 EIRP이며  $G_{sd}$ 는 하향 링크의 신호를 수신하는 이동국의 안테나 이득,  $L_d$ 는 하향 링크의 자유 공간 손실,  $L_{fd}$ 는 하향 링크에서 장애물 등에 기인한 페이딩 손실,  $B_o$ 는 위성 전력 증폭기의 Back-off,  $a$ 는 음성 활성 비율(voice activity factor),  $T_s$ 는 이동국의 열 잡음, 그리고  $m$ 는 사용자 수를 나타낸다.

동일 빔 내의 타 사용자 간섭(jamming)에 의한 잡음 대 신호 비는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(N/C)_j = (am-1) \quad (5)$$

혼 변조 잡음은 상관 수신기에서 신호들이 리미터 (limiter)를 통과한 후 PN 변조된 신호들의 검출도 (detectability)의 손실에서 발생된다. 이때 검출도의 손실은 다음과 같이 정의된다 [3].

$$\lambda = 1 + (N/S)_{IM} = 1 + 1.78/C \quad (6)$$

식 (6)에서  $C/I$ 는 리미터에서 발생하는 혼변조 잡음비이며, back-off의 함수로 주어진다. 이는 다바이스의 종류에 따라 다르며 또한 전단에 선형기(linearizer)의 존재 유무에 따라 변하게 된다. 식 (6)의 검출도 손실 인수는 리미터로 입력되는 모든 신호의 잡음 성분을 증가 시키게 된다. 결과적으로 상향 링크 잡음과 자체 간섭 잡음을 증가 시키게 되므로,  $(N/C)_{IM}$ 은 MAI와 함께 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$(N/C)_f + (N/C)_{IM} = \lambda(am - 1) \quad (7)$$

저궤도 이동 위성통신 채널은 위성의 궤도군, 고도, 최소 앙각, 지상 환경(urban 또는 rural)에 따라 서로 다른 채널 특성을 갖게 되나 대부분 직진파가 존재하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 채널 특성을 라이시안 페이딩 채널로 고려하였다. 라이시안 페이딩에 의한 잡음은 원하는 신호의 반사 성분과 간섭 신호의 혼변조 잡음에 기인하는 것으로 볼 수 있다. 따라서, 직진파와 반사파의 전력비, 즉 라이시안 페이딩 인자를  $k$ 라고 가정하면, 하향 링크에서 페이딩에 의한 신호 대 잡음 비는 다음과 같다.

$$(N/C)_f = \lambda am/k \quad (8)$$

지금까지 고려한 식 (2) ~ (8)을 식 (1)에 대입하고  $m$ 에 대해 정리하면 단일빔 순방향의 CDMA 용량을 다음과 같이 계산할 수 있다[2].

$$m = \frac{(N_0/E_b)_t WT - \lambda \left[ \frac{L_f L_u K T_s W}{EIRP_u G_{sr}} \right]_{K_u} + \lambda}{\alpha \left[ \lambda + \frac{\lambda}{k} + \left[ \frac{L_d L_j B_o K T_e W}{EIRP_{bd} G_d} \right]_L \right]} \quad (9)$$

다중 빔 시스템에서는 식 (1)에서 언급된 잡음 대 신호 비 외에 다중 빔의 부엽(side lobe)에 의한 간섭  $(N/C)_{il}$ 를 고려하여야 하므로 전체 신호 대 잡음비는 식 (10)과 같이 된다.

$$(N/C)_t = (N/C)_u + (N/C)_d + (N/C)_{IM} + (N/C)_f + (N/C)_j + (N/C)_{il} \quad (10)$$

단일 빔의 커버리지가  $B$ 일 때 각 빔은  $b$ 만큼의 커버리지

를 갖는다 (즉,  $b \times$  빔의 수). 따라서 위성 전체의 동시 사용자수를  $M$ 이라고 할 때, 한 빔 내의 사용자 수는 다음과 같이 주어진다.

$$m = Ma \cdot \frac{\text{spot beam area}}{\text{total beam area}} = \frac{Mab}{B} \quad (11)$$

따라서, 식 (10)에서의 각 신호대 간섭비는 식 (7) 및 (8)에서 식 (11)의  $m$ 값으로 대치하고 식 (4)에서  $m$ 을  $Mb/B$ 로 치환한 값으로 주어진다. 한편, 부엽에 의한 간섭은 다음과 같이 인접 빔으로부터의 다양한 간섭의 식으로 주어진다.

$$(N/C)_{il} = A_{il} \{ (N/C)_j + 1 + (N/C)_f + (N/C)_{IM} \} \quad (12)$$

식 (12)에서  $A_{il}$ 은 빔의 배치, 빔의 수 및 패턴에 의해 결정되는 array factor로서 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$A_{il} = G_{il} / G(0) = \frac{1}{G(0)} \sum_{n=1}^{(B/b)-1} G_{3n} \quad (13)$$

식 (13)에서  $G_{il}$ 은 인접 빔의 안테나로부터 기준 빔으로 들어오는 인접 빔 부엽의 이득의 합이며,  $G(0)$ 은 기준 빔의 주엽(main lobe)의 최대 이득,  $G_{3n}$ 은  $n$ 번째 빔의 부엽으로 인한 간섭이다. 3dB 빔 폭을 적용하며, 빔의 중심으로부터 이격 각에 대한 안테나 빔 이득 패턴을 통해 간섭을 계산할 수 있다. 안테나 패턴은 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$G(z) = \{2J_1(z)/z\}^2, \quad z = \frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta \quad (14)$$

여기서,  $J_1(\cdot)$ 은 1종 베셀 함수이고, 빔 간섭이 6개인 경우  $A_{il}$ 은 약 0.36의 값을 갖으며 19개인 경우 약 0.369의 값을 보였다. 따라서 이동국의 균일한 트래픽 분포에 대하여, 사용자 간섭, 혼 변조 잡음, 페이딩 및 인접 빔 간섭의 합은 다음 식과 같이 정리할 수 있다.

$$(N/C)_{IM} + (N/C)_f + (N/C)_{il} = (1 + 4_{il}) \lambda abM/B (\lambda + \lambda/k) - \lambda \quad (15)$$

식 (15)를 식 (11)에 대입하고  $M$ 에 대해 정리하면 다음과 같이 순방향에 대한 전체 용량의 식을 구할 수 있다.

$$M_{FWRD} = \frac{\left[ \frac{N_0}{E_b} \right]_t WT - \frac{b}{B} \left[ \frac{L_f L_u K T_s W}{EIRP_u G_{sr}} \right]_{K_u} + \lambda + \lambda(1 + A_{il})}{\frac{ab}{B} \left[ \left( \lambda + \frac{\lambda}{k} \right) \cdot (1 + A_{il}) + \left[ \frac{L_d L_{jd} B_o K T_e W}{EIRP_{bd} G_d} \right]_L \right]} \quad (16)$$

다중 빔 환경에서 CDMA 역방향 링크에서의 용량은 지금까지 전개한 식들을 역방향으로 치환하면 다음과 같이 주어진다.

$$M_{KTV} = \frac{\left[ \frac{N_0}{E_b} \right]_{L_{\mu}} \frac{WT}{L_{\mu}} \left[ \frac{L_u KT_s W}{EIRP_u G_r} \right] + \lambda + \lambda(1 + A_{it})}{\frac{ab\lambda}{B} [1 + (1/k)] + (1 + A_{it}) + a(\lambda - 1) - \left[ \frac{L_d L_f B_o KT_s W}{EIRP_{bd} G_d} \right]_{K_u}} \quad (17)$$

3.2 주파수 분할 다중 접속(FDMA) 방식

FDMA 방식의 용량분석에서는 코딩된 신호의 전송률이 9600bps, FEC는 1/2 rate 및 QPSK 변조방식을 적용한 것으로 가정한다. 또한 두개의 대역의 파일럿 신호를 사용하여 페이딩 보상을 하는 것을 가정하였다. 두 파일럿 신호는 추가적인 전력을 필요로 한다. 페이딩을 극복하기 위해서는 신호의 전력을 높이는 방법과 보다 낮은 율의 코딩을 적용하는 방법이 있다. 그러나 전자의 경우 전력의 한계에 영향을 미치면 후자의 경우 주파수 대역의 제한에 영향을 미친다. 따라서 시스템 자원에 따라 적절한 최적화가 필요하다.

FDMA 방식에서 주어진 대역폭과 주어진 주파수 재 사용도( $f$ ) 및 채널 간격의 조건에 따라 이론적인 최대 용량 값은 다음과 같다.

$$M_{\max} = \frac{R \times W}{B_{ch}} = \frac{5 \times 8200}{13.5} = 3,037 \text{ 채널} \quad (18)$$

FDMA 방식에서 전체 신호 대 잡음 비는 다음 식과 같이 표현된다.

$$(N/C)_t = (N/C)_u + (N/C)_d + (N/C)_{IM} \quad (19)$$

또한, 사용자 채널의 수는 다음과 같이 나타낼 수가 있다.

$$m = \frac{(N/C)_t - (N/C)_d - (N/C)_{IM}}{L_d L_f B_o a KT_s B_{ch}} \cdot EIRP_{bd} \cdot G_d \quad (20)$$

식 (20)에서  $B_{ch}$ 는 채널의 주파수 대역폭을 나타내며, 페이딩으로 인한 신호 검출률의 감소를  $X$ 로 나타낼 때 디지털 변조에서  $(N/C)_t$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$(N/C)_t = (N_0/E_b) \frac{B_{ch} T}{X} \quad (21)$$

또한, 상향링크의 잡음 대 신호 비는 다음과 같다.

$$(N/C)_u = \left[ \frac{L_f L_u B_o KT_s B_{ch}}{EIRP_u G_r} \right]_{K_u} \quad (22)$$

FDMA 방식에서는 다수의 캐리어를 사용하게 되므로 전력증폭기의 비 선형성으로 인한 혼변조 잡음이 발생하게 된다. 따라서 혼변조 잡음의 최소화를 위하여 back-off를 두게 되므로 상호변조 잡음은 전력 back-off( $B_o$ )의 함수이

며, 음성 활성비율 동시에 고려할 때 TWTA에서의 신호 대 혼변조 잡음 비는 다음과 같이 나타낼 수 있다[4].

$$(C/N)_{IM} = (C/N)_1 B_o^\nu / a \quad (23)$$

식 (21)에서,  $B_o \geq 3dB$ ,  $(C/N)_1 = 10dB$ ,  $\nu = 1.4$ 로 주어진다. 포화 상태 지점 또는 다중반송파의 back-off가 1.4 dB인 지점에 서  $(C/N)_{IM}$ 은 약 10 dB로 추정된다.

한편, FDMA에서는 도플러 천이와 오실레이터 주파수의 천이에 따라 보호 주파수 대역폭이 증가되는 것을 특별히 고려하게 되면, 채널 대역폭은 다음과 같이 주어진다.

$$B_{ch} = \frac{\text{information rate}}{\text{coding rate}} \times \frac{1}{2} \times 2 \times \text{Dopper} + 2 + \text{OSC} + 2 \times \text{pilot spacing} \quad (24)$$

도플러 천이는 저궤도 위성의 속도와 이동국의 상대속도에 의해서 결정되는데, 위성의 속도는 고도의 함수이다. 도플러 천이는 다음식과 같이 표현되어진다.

$$\Delta f_D = \pm f_c \times v/c \times \cos\theta \quad (25)$$

여기서,  $f_c$ 는 캐리어 주파수(Hz)이고,  $v$ 는 자동차와 위성의 상대 속도(km/sec),  $\theta$ 는 양각을,  $c$ 는 빛의 속도(km/sec)를 의미한다. 오실레이터는 지구국의 오실레이터의 변동에 의해서 발생하는 부분과 위성 중계기의 오실레이터의 변화에 의해서 발생하는 부분이 있을 수 있다. 따라서 지구국은 주파수 오차 보정을 위한 루프를 이용하여 위성 중계기의 주파수 오차를 보정하여야 한다. 오실레이터의 주파수 오차가  $(\Delta f/f)_{osc}$  이면 실질적인 오차는  $(\Delta f)_{osc} = \pm f_c \times (\Delta f/f)_{osc}$ 로 주어진다. 따라서, 반송파 주파수의 오차는 도플러 천이에 의한 부분과 오실레이터 변이에 의한 부분의 합으로 표현되며 다음과 같이 주어진다.

$$\Delta f_{osc} = \pm f_c \times (\Delta f/f)_{osc} \quad (26)$$

만일 자동차와 위성의 상대속도가 100 km/sec이고 양각이 30(일 때 오실레이터의 안정도가  $10^{-7}$ 이라면 캐리어 주파수의 오차는 L-band의 주파수에서  $\pm 286Hz$ 가 된다. 결과적으로 식 (24)을 이용하여 채널의 보호대역의 크기를 정할 수 있으며 그 보호대역이 클수록 주파수 효율은 감소하게 된다. 지금까지의 구해된 식들을 이용하면 식 (25)와 식 (26)과 같이 순방향과 역방향에 대하여 FDMA의 채널 용량을 구할 수 있다.

$$M_{f_{IM}}^{f_{IM}} = \frac{\left[ \frac{N_0}{E_b} \right]_{L_{\mu}} \frac{B_{ch} T}{X} - \left[ \frac{L_f L_u B_o KT_s B_{ch}}{EIRP_u G_r} \right]_{K_u} \frac{(N/C)_t a - (N/C)_{if}}{B_o^\nu R}}{\frac{b}{B} \left[ \frac{L_d L_f B_o a KT_s B_{ch}}{EIRP_{bd} G_d} \right]_{L}} \quad (27)$$

$$M_{rmax} = \frac{\left[ \frac{N_0}{E_b} \right] \frac{B_{ch} T}{XL_{fr}} - \left[ \frac{L_f K T_r B_{ch}}{EIRP \cdot G_{sr}} \right] - \frac{(N/C)_d}{B_v} - (N/C)_{d1}}{\frac{b}{B} \left[ \frac{L_d L_{fd} B_{ca} K T_r B_{ch}}{EIRP \cdot G_d} \right]_{K_{tr}}} \quad (28)$$

3.3 다중 빔간 간섭 분석

다중 빔 위성 환경에서의 순방향 하향 링크의 간섭은 안테나의 부엽(side lobe)에 의해서 기인된다. 즉 위성의 빔마다 각기 정해진 셀을 향하여 방사하게 되나 빔 안테나의 부엽에 의해 기준 셀 주변 셀에 간섭을 주게 된다.

일반적으로 방사 패턴은 그림 2와 같이 중심 수직선에 서부터의 각의 함수로 주어진다. 그러나, 본 연구에서는 이를 중심에서의 거리의 함수로 변환하여 기준 셀 중심으로부터의 거리에 따른 방사패턴을 구하여 적용하였다. 위성 안테나의 정규화된 방사패턴을 라고 하면, 다음 식과 같이 주어진다.

$$G(d) = \begin{cases} 1 & 0 \leq d \leq R \\ \frac{1}{(F(d)/F(R))^2} & d > R \end{cases} \quad (29)$$

식 (27)에서  $F(d)$ 는 다음과 같이 정의된 함수이며,

$$F(d) = \frac{(p+1)(1-T)}{(p+1)(1-T)+T} \left\{ 2 \frac{J_1[u(d)]}{u(d)} + 2^{p+1} p \frac{T}{1-T} \frac{J_{p+1}[u(d)]}{u^{p+1}(d)} \right\} \quad (30)$$

$$u(d) = \pi d_a \sin(\theta(d)) / \lambda_0 \quad (31)$$

$R$ 은 스팟빔의 반경이며,  $p$ 와  $T$ 는 개구(aperture) 안테나의 요소의 수와 개구 edge taper를 나타낸다. 본래는 위성에서 지상으로의 수선(각이)과 위성과 이동국 사이의 각( $\theta$ )의 함수이나 식 (30)을 이용하여 다음과 같이 빔의 중심에서 바깥 방향으로의 거리  $d$ 의 함수로 변경할 수 있다.

$$\theta(d) = \tan^{-1} \left( \frac{d}{h} \right) \quad (32)$$

그림3에서는 거리에 따른 안테나의 방사 패턴으로서, 기준 셀의 중심을 최대치로 하여 거리에 따라 감쇄하는 정도를 나타낸 것이다. 이 값들을 이용하여 인접 셀이 기준

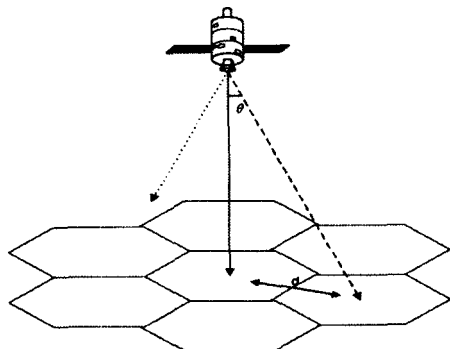


그림 2. 다중 빔 간섭의 개념도

셀의 이동 사용자에게 미치는 간섭의 양을 구할 수가 있다.

중심으로부터의 거리에 따르는 신호의 상대적 감소를 이용하여 간섭 셀이 기준 셀의 이동 사용자에게 미치는 간섭을 계산하였다. 기준 셀 내에 간섭의 대상이 되는 이동국이 있다고 하면, 주변 각 간섭 셀의 중심에서부터 기준 셀의 이동 사용자까지의 거리를 구하고 그 거리에 따른 신호의 감쇄를 고려하여 간섭 셀들로부터 유입되는 간섭의 양을 더하면 된다.

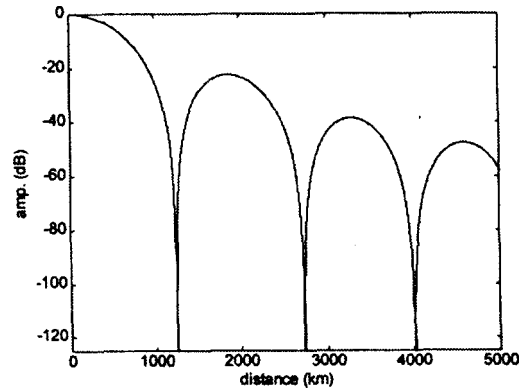


그림 3. 중심으로부터 거리에 따른 안테나 패턴

간섭의 계산을 수행하기 위해 각 빔에서 지상으로 비추는 셀의 모양을 육각으로 하고, 한 위성이 19개의 다중 빔을 갖는다고 가정하였다. 그러면 가운데 셀을 기준 셀이라고 할 때 간섭이 미치는 경로는 다음 그림 4와 같이 나타낼 수 있다. 즉 기준 셀의 이동 사용자가 느끼는 간섭은 주위 18개 셀의 중심으로부터 거리에 따른 안테나 부엽의 세기에 의해서 결정되어진다.

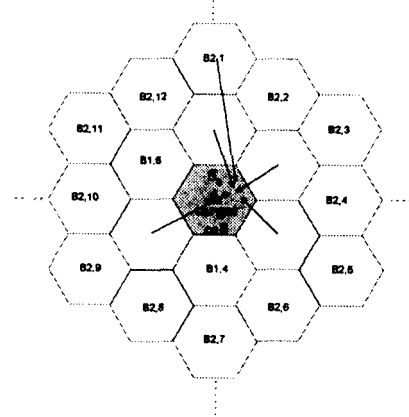


그림 4. 빔간 간섭 경로

간섭 계산에서 사용한 안테나의 파라미터는  $p=2dB$ ,  $T=20dB$ 을 적용하였다 [3-5]. 이동 사용자가 기준 셀의 중심이 있을 때 간섭 셀로부터의 간섭은, 각 셀의 중심에서 신호의 세기를 50dB로 하고 위성의 고도를 1400 km로 하

였을 때, 주변 빔으로부터의 간섭의 합은 약 45.9dB으로 계산되었다. 따라서 식 (13)을 적용하면 array factor는 약 0.369가 된다. 가장 나쁠 것으로 예상되는, 이동국이 셀의 가장자리에 있을 때 간섭은 42dB로 오히려 더 낮았다. 이는 위성 안테나의 부엽의 널 패턴에 기인한 것으로 판단된다. 따라서, 빔폭의 결정 및 빔 배열 시 널 패턴에 대한 고려가 요구된다.

IV. 분석 결과

본 장에서는 앞장에서 수행한 채널 용량분석을 토대로 표 1과 같은 시스템 파라미터에 따라 채널 용량의 변화를 분석한 결과를 제시한다.

표1. 순방향 및 역방향 링크 버짓 파라미터

순방향		역방향	
Frequency	14.5/1.85 GHz	Frequency	1.85/12/5 GHz
Bandwidth	8.2 MHz	Bandwidth	8.2 MHz
Information rate	9.6 kbps	Information rate	9.6 kbps
Coding rate	1/2	Coding rate	1/2
Modulation	QPSK	Modulation	QPSK
Required Eb/No	5dB(10E-3)	Required Eb/No	7dB(10E-3)
Voice activation	0.4	Detection loss	0.2 dB
Detection loss	0.7 dB	Input back off	5 dB
SFD	-89	M/S EIRP	14 dBW
Slant range	1400km	Sat. G/T	7.43 dB/K
E/S ant. diameter	5 m	Fading loss	-3.0 dB
E/SEIRP/channel	50 dBW	Sat. EIRP/carrier	40.9 dBW
Sat. Rx ant. Gain	27 dB	E/S G/T	27.49 dB/K
Sat. noise temp.	27 dBK	기타 파라미터	
U/L Fading loss	-1 dB	k	10dB
Sat. HPA power	28.5 dBW	X	3dB
Sat. Tx ant. gain	35 dB		
M/S ant. gain	4 dB		
M/S noise temp.	300 K		
D/L fading loss	13 dB		

그림 5는 관문국의 가변 EIRP에 대한 순방향의 용량 변화를 나타낸다. CDMA는 약 25dB정도에서 용량이 포화되며, FDMA는 약 40dB정도의 EIRP를 관문국에서 제공한다면 앞에서 이론적으로 구한 채널의 총 수를 위한 지구국 EIRP의 설계 기준 임계값이 될 것이다.

그림 6은 위성 중계기의 송신 하향 링크의 EIRP변화에 따른 순방향 용량을 비교한 것이다. 이동 위성통신 환경에 있어서는 위성의 중계기의 EIRP 및 G/T가 단말국의 크기 및 소비 전력을 결정하는 중요한 파라미터가 된다. 휴대용 단말기를 이용하여 통신 링크를 형성하기 위해서는 관문국 뿐만 아니라 위성 중계기의 EIRP 및 G/T가 상대적으로 커져야 한다. 그림 6에서 FDMA의 경우 사용자의 수는 중계기의 EIRP에 비례하여 증가할 수 있으나 식 (18)에서 구한 한정된 주파수 대역 내에서의 최대치를 넘을 수가 없음을 나타내고 있다.

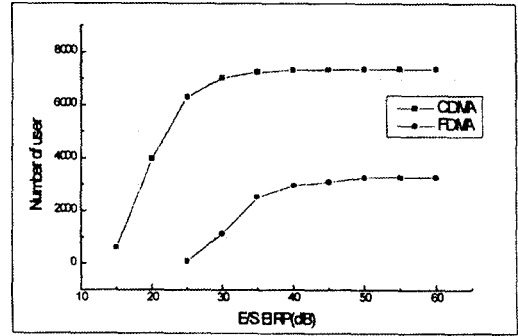


그림 5. E/S의 EIRP의 변화에 따른 순방향 용량

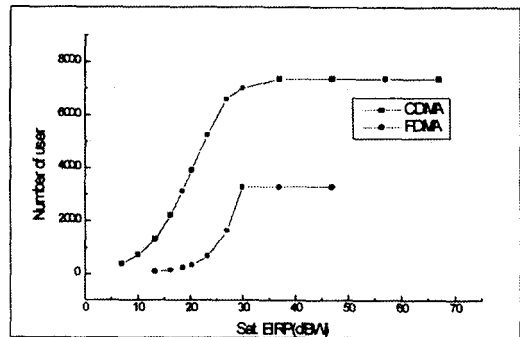


그림 6. 중계기의 EIRP변화에 따른 순방향 용량

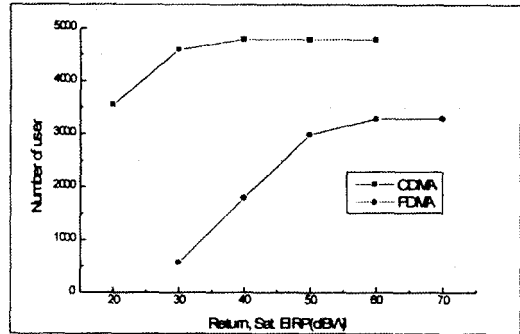


그림 7. 중계기의 EIRP변화에 따른 역방향 용량

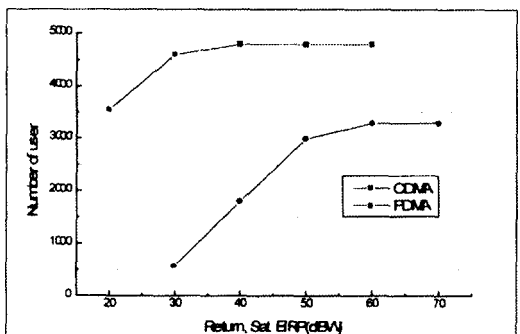


그림 8. 요구에 따른 용량의 변화

그림 7에서는 역방향의 용량 변화를 위성 중계기의 EIRP에 대해서 살펴보았다. 그림 7에서 CDMA의 경우 약 30dBW정도에서 용량이 포화되므로 설계 기준 임계값을 약 30dBW로 설정할 수 있다. 그림 8에서는 요구  $E/N_0$ 의 변화에 따른 순방향(그림에서 FWD) 및 역방향(그림에서 RTN)의 용량 변화를 그린 것이다.

## V. 결 론

본 논문에서는 본 논문에서 가정한 시스템 모델 및 파라미터들을 이용하여 CDMA와 FDMA의 채널용량의 비교 분석을 수행 하였다. 채널 용량 분석에 사용한 시스템 파라미터들은 위성 중계기의 출력의 효율성, 주파수 효율성, 부호화 방식 및 안테나의 EIRP나 G/T형태 등과 같은 파라미터 들이고, 분석의 시스템 모델로는 피더 링크(feeder link)는 Ku-band를, 사용자 링크는 L-band를 사용한 다중 스팟빔(spot beam) 시스템 모델을 적용하였다. 시스템 모델을 통해 파라미터들을 분석한 결과 도플러 현상 및 다중 경로에 강한 CDMA 방식이 채널 용량면에서 FDMA방식에 비해 성능이 우수함을 알 수 있었다. 또한, 기타 주파수 자원의 효율성이나 비화 능력(security), 기술적인 난이도 및 경제성을 고려해 볼 때, 기술적인 난이도는 다소 높으나 FDMA방식에 비해 비교적 성능의 우위에 있음을 알 수 있다. 그러나 각 방식의 비교는 시스템의 구성, 파라미터의 설정, 응용 서비스의 종류 등에 따라 상반된 결론에 도달할 수도 있다.

그렇지만, 본 논문에서 고려한 저궤도 위성 이동통신 시스템을 위한 다중접속 방식으로는 경제성을 결정하는 용량 측면에서 CDMA 방식이 FDMA 방식보다 우위에 있음을 알 수 있었고, 다중 빔을 적용한 저궤도 위성 이동 통신 시스템에서 CDMA가 FDMA보다 유력한 방식이라고 결론 지을 수 있다.

## 참 고 문 헌

1. G. Maral, et al., "Satellite Communication Systems," 2nd Edition, John Wiley & Sons, 1993
2. K. Johannsen, "CDMA vs. FDMA Channel Capacity in Mobile Satellite Comm.," IEEE Trans. on VTC, vol. 39, Feb. 1990
3. Tri T. Ha "Digital Satellite Communications," McGraw-Hill, 1990
4. C. R. Cahn, "A note on signal-to-noise ratio in band-pass limiters," IRE Trans. Inform. Theory, Jan. 1961
5. W. Morgan, et al., "Communications satellite handbook," John Wiley & Sons, 1989

### ▲이 연 우 (Yeon Woo Lee)

1992년 2월:고려대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1994년 2월:고려대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사)

1996년 3월~현재:고려대학교 전자공학과 대학원 박사과정

### ▲윤 상 보 (Sang Bo Yun)

1994년 2월:고려대학교 정보공학과 졸업(공학사)

1996년 8월~현재:고려대학교 전자공학과 대학원 석사과정

1994년 3월~현재:대우통신 무선시스템 연구단 선임연구원

### ▲전 동 근 (Dong Keun Jun)

1986년 2월:고려대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1988년 8월:고려대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사)

1992년 8월:고려대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사)

1993년 9월~1995년 2월:한서대학교 교수

1995년 3월~현재:시립 인천전문대학 제어계측과 교수

### ▲홍 선 표 (Sun Pyo Hong)

1978년 3월~1982년 2월:아주대학교 전자공학과(공학사)

1982년 3월~1985년 2월:한국과학기술원 전기및전자공학과(석사)

1989년 4월~1993년 2월:日本東海大學 大學院 工學研究科(박사)

1993년 3월~1996년 2월:한서대학교 전산정보학과 조교수

1996년 3월~현재:시립 인천전문대학 제어계측학과 교수