

저궤도 위성의 Extended Suzuki 모델에서 CDMA 시스템의 성능

정희원 박성조*, 박상규**

Performance of CDMA System in the Extended Suzuki Model of LEO Satellite

Sung Zo Park*, Sang Kyu Park** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 저궤도 이동 위성 채널에서 DS/CDMA 시스템의 성능을 분석한다. 채널은 LOS(Line-Of-Sight)성분이 존재하는 라이시안 분포(Rician distribution)와 새도우잉에 의한 로그노말 분포(lognormal distribution)의 곱으로 표현되는 extended Suzuki 모델을 이용한다. 위성에서 이동국으로 보내는 신호는 같은 빔안에서는 동일한 페이딩을 가진다고 가정한다.

본 논문에서는 이중 커버리지 시스템의 경우에서 다이버시티 기법의 적용 유무와 이동국의 위치를 고려하여 성능을 분석한다. 이동국의 위치가 이중 커버리지 영역의 중간에 있는 경우는 기준 위성들에 의한 간섭만 계산하고 이중 커버리지 영역의 경계에 이동국이 존재할 때는 인접 위성의 간섭까지 고려해서 계산한다. 이동국에 수신된 신호의 성능은 새도우잉과 인접 위성의 간섭에 좌우된다. 수신된 신호들이 비슷한 새도우잉을 겪는 경우에 이중 다이버시티 기법을 사용하면 일반 상관 수신기를 이용한 것보다 향상된 평균비트오류확률을 얻을 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, we analyze the performance of a DS/CDMA system in LEO mobile satellite channels. The channel uses the Extended Suzuki model which is the product of a Rician distribution having a LOS component and a lognormal distribution due to shadowing. We assume that the signal transmitted from the satellite to the mobile undergoes the same fading for the whole coverage of signal's beam. The average bit error probabilities of double coverage system is calculated in this paper. The interference resulting from the reference satellite is calculated for mobile located in the middle of the double coverage region whereas the additive interference from next-satellite is included for mobile located in the edge of the double coverage region. The performance of the mobile's receiving signal is dependent on shadowing and the interference of the next-satellite. We can obtain an improved average bit error probability by using dual diversity over the conventional correlated receiver for similar shadowing conditions in the coverage area of the satellite channel.

1. 서 론

1957년 10월 4일에 소련에 의해 세계 최초의 인공 위성 스푸트니크(Sputnik)가 발사된 이래 현재까

지 미국과 러시아를 비롯한 여러 나라에서 각자의 목적에 따라 발사한 인공 위성은 수천 개에 이른다. 인공 위성은 용도에 따라 통신 위성, 우주 관측 위성, 지구 관측 위성, 과학 연구 위성, 해사 위성 및

* 삼성전자 정보통신총괄

** 한양대학교 전자전기공학부(skpark@email.hanyang.ac.kr)

논문번호 : 00006-0110, 접수일자 : 2000년 1월 10일

군사 위성 등으로 분류할 수 있다. 통신 위성은 국내 통신용 위성과 지역 통신용 위성, 대륙간 통신용 위성으로 구분되고 국제 통신 위성(INTELSAT)은 국가간의 통신을 주목적으로 하고 있다. 해사위성(INMARSAT)은 전세계의 대양을 항해하는 선박들간의 정보 교환과 선박과 육상간의 정보 교환, 해상 안전에 관한 정보를 통보해 준다^[1].

위성은 궤도의 고도에 따라 저궤도(LEO : Low Earth Orbit), 중궤도(MEO : Medium Earth Orbit), 정지궤도(GEO : Geostationary Earth Orbit)로 구분할 수 있다^[1].

위성 채널 모델은 지상 이동 위성 통신 채널에서 새도우잉(shadowing)과 비선형적 다중 경로 페이딩을 고려하여 구성하여야 한다. Loo^[2]에 의해 제안된 모델은 산란된 다중 경로 성분이 일정한 평균 전력을 가지고 단지 LOS(Line of Sight)만이 로그노말 새도우잉을 겪는 신호를 가지는 채널로 교외 지역에 적합하다. Lutz^[3]에 의해 제안된 모델은 좋은 전파 환경에서는 라이시안 프로세스를 나타내고 반대인 경우에는 레일리-로그노말(Rayleigh-lognormal) 프로세스를 가지는 2-상태 모델이다. Suzuki 모델^[4]은 도심지역에서 빌딩 건물에 의한 반사, 굴절, 산란에 의해 다중 경로가 존재하는 환경하에서 도시의 전파 모델을 분석하기 위해서 실험데이터를 기반으로 한 통계 모델로 LOS성분이 존재하지 않는다. 그러나, 지상 이동 위성 채널을 통해서 수신되는 신호들의 대부분은 LOS 성분이 존재하므로 Suzuki 모델이 포함된 응용 채널이 필요하다. 그 예가 extended Suzuki 채널 모델이다^[5].

Extended Suzuki 모델의 확률 분포는 라이시안(Rician)과 로그노말(lognormal)의 결합으로 나타내어진다. 이 모델에서 로그노말 분포는 LOS성분과 분산된 다중 경로 성분이 모두 새도우잉을 겪는 장기간(long-term) 신호 페이딩이다. Extended Suzuki 모델은 부도심(sub-urban environment)과 교외 지역(mrural environment)에 적용 가능하다^[5]. 저궤도 위성에서는 위성 시스템이 확산 대역 기술을 이용하여 다중 경로 페이딩과 간섭을 줄여 시스템의 용량과 신호의 품질을 높인다. 왜냐하면 시스템에 할당되어진 제한된 스펙트럼을 사용하기 위해서는 효과적인 다중 접속이 필요하기 때문이다. 그리고, 위성에서 사용되어지는 커버리지 시스템은 단일 커버리지 시스템과 이중 커버리지 시스템으로 나눌 수 있다. 단일 커버리지 시스템이 사용될 경우는 기준 위성의 신호만 이용하고 나머지 인접 위성에서의 신호는 간섭으로 여긴다^[6].

호는 간섭으로 여긴다^[6].

단일 커버리지 시스템에서 이동국의 위치가 영역의 중간에 있을 때보다 경계에 있을 때 인접 위성에 의한 간섭량의 증가로 시스템의 성능이 저하된다. 그리고, 이동 위성 채널에서는 다중 경로 확산이 일반적으로 0.1 μ sec보다 작기 때문에 단일 커버리지 시스템의 이용은 확산 대역폭이 10MHz이하에서는 적합하지 않다.

일반적으로 위성통신 시스템에서는 단일 커버리지 시스템보다는 이중 커버리지 시스템을 이용한다. 왜냐하면 이중 커버리지 시스템의 이동 위성 채널에서는 기준 위성들의 신호들중 최소한 한 개 이상의 LOS 성분을 이동국이 수신할 기회가 높으므로 성능이 좋아지게 된다. 본 논문에서는 extended Suzuki 위성 채널 모델에서 BPSK 변조 방식과 이동국의 위치와 새도우잉의 변화에 따른 성능의 감소가 일반 상관 수신기보다 적은 이중 다이버시티 기법을 갖는 DS/CDMA 시스템의 성능을 분석한다.

2장에서는 채널 모델과 송수신기를 대해 설명한다. 3장에서는 이중 커버리지 영역에서 이동국의 위치와 이중 다이버시티 기법의 적용 유무에 따라 성능을 비교한다. 4장에서는 3장의 유도된 결과를 분석한다. 5장에서는 앞의 결과를 이용하여 결론을 내린다.

II. 시스템 모델

2.1 채널 모델

Suzuki 모델은 지상 이동 위성 채널을 나타내기 에 적절하지만 LOS 성분을 가지지 않으므로 본 논문에서는 이동 위성 채널로 LOS를 갖는 extended Suzuki 모델을 이용한다. Extended Suzuki 프로세스인 $n(t)$ 는 상호 상관 성분을 갖는 라이시안 프로세스와 로그노말 프로세스의 곱을 의미하고 다음과 같이 나타낼 수 있다^[5].

$$n(t) = \xi(t) \times \zeta(t) \tag{1}$$

여기서 $\zeta(t)$ 는 라이시안 프로세스를 나타내고 $\xi(t)$ 는 로그노말 프로세스를 의미한다.

Extended Suzuki 프로세스의 확률 밀도 함수 $p_n(r)$ 는 식 (2)와 같다^[5].

$$p_n(r) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|y|} p_{\xi}\left(\frac{r}{y}, y\right) dy \tag{2}$$

여기서 $p_{\xi}(x, y)$ 는 동일한 시간 t에서 $\xi(t)$ 와 $\xi(t)$

의 결합 확률 밀도 함수를 의미한다. 라이시안 프로세스 $\xi(t)$ 와 로그노말 프로세스 $\zeta(t)$ 는 통계적으로 독립적이므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_{\xi\zeta}(x, y) = p_{\xi}(x) \times p_{\zeta}(y) \quad (3)$$

라이시안 프로세스 $\xi(t)$ 의 확률밀도 함수는 식 (4)와 같다.

$$p_{\xi}(r) = \frac{r}{\sigma_0} e^{-(r^2 + \rho^2)/(2\sigma_0^2)} I_0\left(\frac{r\rho}{\sigma_0^2}\right), r \geq 0 \quad (4)$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 는 영차배열 수정 베셀 함수, ρ 는 신호의 크기, σ_0^2 는 다중 경로에 의한 평균전력을 나타낸다.

수신된 페이딩 신호의 local mean은 통계적 분포에 의해 로그노말 프로세스로 표현되어진다. 로그노말 프로세스 $\zeta(t)$ 의 확률밀도 함수는 다음과 같다.

$$p_{\zeta}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_3 y}} e^{-[(\ln y - m_3)^2 / (2\sigma_3^2)]}, y \geq 0 \quad (5)$$

여기서 m_3 , σ_3^2 은 평균과 분산을 나타낸다.

식 (4)와 식 (5)를 식 (2)에 대입하면 extended Suzuki 채널의 확률 밀도 함수는 식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$p_n(r) = \frac{r}{\sqrt{2\pi\sigma_0\sigma_3}} \int_0^{\infty} \frac{1}{y^3} e^{-\left[\frac{(ry)^2 + \rho^2}{2\sigma_0^2}\right]} \cdot I_0\left(\frac{r\rho}{y\sigma_0}\right) e^{-[(\ln y - m_3)^2 / (2\sigma_3^2)]} dy, r \geq 0 \quad (6)$$

2.2 송·수신기모델

그림 1은 시스템의 송신기로 직접 시퀀스(DS) 방식과 BPSK 변조를 이용한다.

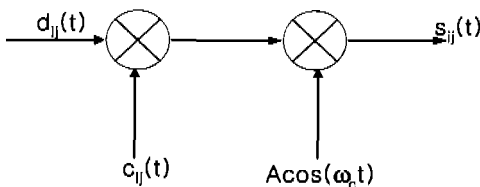


그림 1. 송신기 모델

그림 1에서 $s_{ij}(t)$ 는 위성에서 보내는 신호로 식 (7)과 같다.

$$s_{ij}(t) = A d_{ij}(t) c_{ij}(t) \cos(\omega_c t) \quad (7)$$

여기서 송신신호 $s_{ij}(t)$ 는 i 번째 이동국 j 번째 빔을 나타내고 $A = \sqrt{2E_b/T_b}$, $d_{ij}(t)$ 는 정보 신호, $c_{ij}(t)$ 는 확산 신호를 나타내며 식 (8)과 식 (9)와 같다.

$$d_{ij}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^{ij} P_{T_b}(t - nT_b) \quad (8)$$

$$c_{ij}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{ij} P_{T_c}(t - nT_c) \quad (9)$$

식 (8)에서 d_n^{ij} 는 i 번째 이동국 j 번째 빔의 정보 비트이고 $d_n^{ij} \in \{1, -1\}$ 이다. 식 (9)에서 c_n^{ij} 는 i 번째 이동국 j 번째 빔에 할당된 PN부호로 c_n^{ij} 와 c_m^{ij} 는 $n \neq m$ 일 때 서로 독립이며 $c_n^{ij} \in \{1, -1\}$ 이다. T_b 는 정보 비트의 시간 간격이고 T_c 는 확산 부호의 칩 간격이다. T_b 와 T_c 의 관계는 식 (10)과 같다.

$$T_b = L T_c \quad (10)$$

여기서 L 은 시스템의 처리이득이다.

그림 2는 i 번째 이동국 j 번째 빔에 대한 상관수신기를 나타낸다.

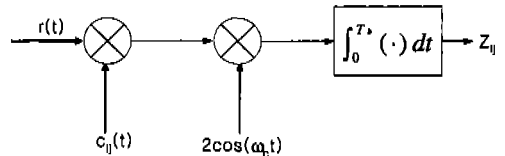


그림 2. 상관수신기 모델

III. 이중 커버리지 시스템

3.1 이동국이 이중 커버리지 중간에 있는 경우

그림 3은 이동국이 이중 커버리지 시스템 영역의 중간에 위치한 경우이다. 그림에서 보듯이 이동국은 Satellite-1과 Satellite-2로부터 신호를 수신한다.

그림 3에서 이동국에 수신된 신호는 식 (11)과 같다.

$$r(t) = R^{(1)} A \sum_{j=1}^L \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(1)} x_{ij}^{(1)}(t; \tau_{ij}, \theta_{ij}) + R^{(2)} A \sum_{j=1}^L \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(2)} x_{ij}^{(2)}(t; \tau_{ij}, \theta_{ij}) + n_w(t) \quad (11)$$

여기서 첫 번째 항과 두 번째 항은 이동국에 수신되는 기준 위성들의 신호이다. $R^{(1)}$ 과 $R^{(2)}$ 는 페이딩 진폭을 나타내고 J 는 위성에서 지상으로 쏘는 빔의 개수를 나타내고 하나의 빔에서 사용되어지는 이동국의 수를 K 로 나타낸다. β_{ij} 는 안테나 패턴을 의미하고 이동국이 위치한 빔에서의 β_{ij} 는 1이라고 가정한다⁷⁾. $n_w(t)$ 는 양측 전력 밀도가 $N_0/2$ 인 가산 백색 가우시안 잡음이다. $x_{ij}(t; \tau_{ij}, \theta_{ij})$ 는 이동국에 수신되어지는 신호 부분으로 식 (12)와 같이 나타내어진다.

$$x_{ij}(t; \tau_{ij}, \theta_{ij}) = c_{ij}(t - \tau_{ij}) d_{ij}(t - \tau_{ij}) \cdot \cos(\omega_c t + \theta_{ij}) \quad (12)$$

여기서 τ_{ij} 는 $[0, T_b]$ 사이에서 일정하게 분포하는 임의의 지연을 나타내고 θ_{ij} 는 $[0, 2\pi]$ 사이에서 일정하게 분포하는 임의의 위상을 나타낸다.

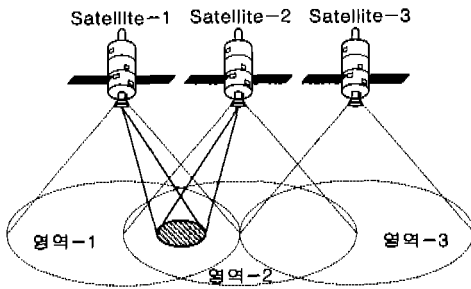


그림 3. 이중 커버리지 시스템의 중간에 위치한 이동국

본 논문에서는 J 개의 빔 중 1번째 빔, K 개의 이동국 중 1번째를 기준 이동국으로 가정한다. 임의의 지연과 임의의 위상은 $\tau_{11} = \theta_{11} = 0$ 이라고 가정하고 수신된 신호들중 하나만 이용하는 일반 상관수신기에서 구한 결정변수는 식 (13)과 같다.

$$\begin{aligned} Z_{11} &= R^{(1)} A T_b b_0^{(1)} \\ &+ R^{(1)} A \sum_{i=2}^J I_i^{(1)}(T_b) \cos \theta_{i1}^{(1)} \\ &+ R^{(1)} A \sum_{i=2}^J \sum_{j=1}^K \beta_{ij}^{(1)} I_{ij}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(1)} \\ &+ R^{(2)} A \sum_{i=1}^J \sum_{j=1}^K \beta_{ij}^{(2)} I_{ij}^{(2)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(2)} \\ &+ N_w \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 첫 번째 항의 $b_0^{(1)}$ 는 기준 이동국의 현재 정보 비트를 나타내고 두 번째 항은 같은 한 빔 내에서 기준 이동국 신호를 제외한 다른 이동국들에 의한 간섭량을 나타내며 세 번째 항은 기준 이동국

이 속한 빔을 제외한 나머지 빔들로부터의 간섭량을 나타내며 네 번째 항은 인접 위성에 의한 간섭량을 나타내고 다섯 번째 항인 N_w 는 평균이 0이고 분산이 $N_0 T_b$ 인 가우시안 랜덤변수를 나타낸다. 식 (13)에서 $I_{ij}(T_b)$ 는 i 번째 이동국 j 번째 빔이 기준 이동국에게 미치는 간섭 성분으로 식 (14)와 같다.

$$I_{ij}(T_b) = \int_0^{T_b} c_{ij}(t - \tau_{ij}) d_{11}(t) d_{ij}(t - \tau_{ij}) dt \quad (14)$$

정보 비트 $d_{ij}(t)$ 의 시간 간격 T_b 가 확산 부호 $c_{ij}(t)$ 의 칩 간격 T_c 보다 충분히 크다는 가정하에 중심 극한정리에 의해 구한 결정변수 Z_{11} 에서 페이딩 진폭인 $R^{(1)}$ 이 정보 비트 $b_0^{(1)}$ 시간 내에서 일정한 값을 가진다고 여길 때 결정변수 Z_{11} 의 평균과 분산은 식 (15), 식 (16)과 같다.

$$E[Z_{11}] = R^{(1)} A T_b b_0^{(1)} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} VAR[Z_{11}] &= \frac{A^2 T_b^2 K}{3L} (I_t - 1) \\ &\cdot \left[(R^{(1)^2} + R^{(2)^2}) \frac{I_t}{I_t - 1} \right] \\ &+ N_0 T_b \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 $I_t = \sum_{i=1}^J \beta_{ij}^2$ 이며 전체 다원접속간섭과 기준사용자가 위치한 빔에 의한 다원접속간섭간의 비율 의미한다⁷⁾.

식 (15)와 식 (16)을 이용하여 신호 대 잡음비 (SNR)를 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{E^2[Z_{11}]}{VAR[Z_{11}]} \\ &= R^{(1)^2} / \left\{ \frac{N_0}{2E_b} + \frac{K(I_t - 1)}{3L} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left[(R^{(1)^2} + R^{(2)^2}) \frac{I_t}{I_t - 1} \right] \right\} \end{aligned} \quad (17)$$

이동국이 이중 커버리지 중간에 있는 경우의 조전부 오류확률인 $P_e(R^{(1)}, R^{(2)})$ 은 다음과 같다.

$$P_e(R^{(1)}, R^{(2)}) = Q(\sqrt{SNR}) \quad (18)$$

여기서 $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$ 이다.

따라서 평균비트오류확률을 구하면 다음과 같다.

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty P_e(R^{(1)}, R^{(2)}) p_n(R^{(1)}) \cdot p_n(R^{(2)}) dR^{(1)} dR^{(2)} \quad (19)$$

두 개의 위성에서 오는 신호를 모두 사용할 경우에 이중 다이버시티 기법을 적용하여 수신된 신호의 성능을 분석한다. 그림 4는 이중 다이버시티 수신기를 의미한다.

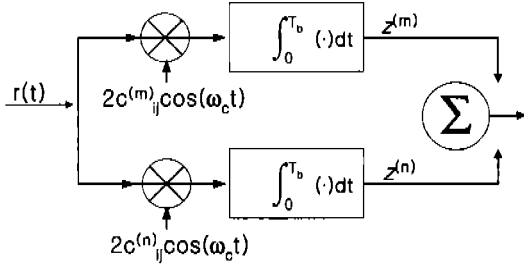


그림 4. 이중 다이버시티 수신기

그림 4에서 $m, n = 1, 2; m \neq n$ 이며 $z^{(n)}$ 과 $z^{(m)}$ 은 심볼구간의 끝 부분에서 상관수신기 출력의 샘플값을 나타내고 이중 커버리지 영역에서 이중 다이버시티 수신기를 통과하여 얻은 결정 변수는 식 (20)과 같다.

$$Z = R^{(1)} z^{(1)} + R^{(2)} z^{(2)} \quad (20)$$

여기서 $z^{(1)}, z^{(2)}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z^{(1)} = & R^{(1)} A T_b b_0 \\ & + R^{(1)} A \sum_{i=2}^K I_{i1}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{i1}^{(1)} \\ & + R^{(1)} A \sum_{j=2}^K \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(1)} I_{ij}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(1)} \\ & + R^{(2)} A \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(2)} I_{ij}^{(2)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(2)} \\ & + N_{wb} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} z^{(2)} = & R^{(2)} A T_b b_0 \\ & + R^{(2)} A \sum_{i=2}^K I_{i2}^{(2)}(T_b) \cos \theta_{i2}^{(2)} \\ & + R^{(2)} A \sum_{j=2}^K \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(2)} I_{ij}^{(2)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(2)} \\ & + R^{(1)} A \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(1)} I_{ij}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(1)} \\ & + N_{wb} \end{aligned} \quad (22)$$

식 (20)인 결정변수 Z 의 평균과 분산은 다음과 같다.

$$E[Z] = [R^{(1)2} A T_b b_0 + R^{(2)2} A T_b b_0] \quad (23)$$

$$\begin{aligned} VAR[Z] = & \frac{R^{(1)4} A^2 T_b^2}{3L} (K-1) \\ & + \frac{R^{(1)4} A^2 T_b^2}{3L} K(I_t-1) \\ & + \frac{R^{(1)2} R^{(2)2} A^2 T_b^2}{3L} K I_t \\ & + \frac{R^{(2)4} A^2 T_b^2}{3L} (K-1) \\ & + \frac{R^{(2)4} A^2 T_b^2}{3L} K(I_t-1) \\ & + \frac{R^{(1)2} R^{(2)2} A^2 T_b^2}{3L} K I_t \\ & + (R^{(1)2} + R^{(2)2}) N_0 T_b \end{aligned} \quad (24)$$

식 (23)과 식 (24)를 이용하여 구한 신호 대 잡음비(SNR)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} SNR = & \frac{E^2[Z]}{VAR[Z]} \\ = & \frac{(R^{(1)} + R^{(2)})^2}{\frac{N_0}{E_b} + \frac{(2KI_t-1)}{3L} (R^{(1)2} + R^{(2)2})} \end{aligned} \quad (25)$$

이중 다이버시티수신기를 사용한 수신된 신호의 조건부 오류확률은 일반 상관수신기의 결정변수에서 구한 평균과 분산이 다르므로 조건부 오류확률인 $P_e(R^{(1)}, R^{(2)})$ 은 다음과 같다.

$$P_e(R^{(1)}, R^{(2)}) = Q(\sqrt{SNR}) \quad (26)$$

이중 다이버시티 기법을 이용한 신호의 평균비트 오류확률은 식 (19)에서 이용된 조건부 오류확률용 식 (26)으로 바꾸어서 구하면 된다.

3.2 이동국이 이중 커버리지 경계에 있는 경우

그림 5는 이동국이 커버리지 영역의 경계에 위치한 경우이다. 그림 5에서 보듯이 영역의 경계에 위치한 경우 인접위성인 Satellite-3의 신호까지 수신한다.

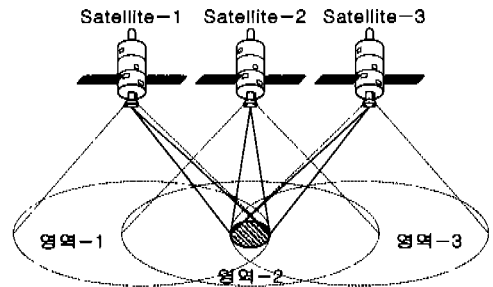


그림 5. 이중 커버리지 시스템의 경계에 위치한 이동국

그림 5의 빗금친 부분에서 이동국에 수신된 신호는 식 (27)과 같다.

$$r(t) = R^{(1)}A \sum_{j=1}^{M_1} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(1)} x_{ij}^{(1)}(t; \tau_{ij}, \theta_{ij}) + R^{(2)}A \sum_{j=1}^{M_2} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(2)} x_{ij}^{(2)}(t; \tau_{ij}, \theta_{ij}) + R^{(3)}A \sum_{j=1}^{M_3} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(3)} x_{ij}^{(3)}(t; \tau_{ij}, \theta_{ij}) + n_w(t) \quad (27)$$

이동국에 수신된 신호가 그림 2의 일반 상관수신기를 통과한 경우의 결정변수는 다음과 같다.

$$Z_{11} = R^{(1)}AT_b b_0^{(1)} + R^{(1)}A \sum_{i=2}^K I_{i1}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{i1}^{(1)} + R^{(1)}A \sum_{j=2}^{M_1} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(1)} I_{ij}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(1)} + R^{(2)}A \sum_{j=1}^{M_2} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(2)} I_{ij}^{(2)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(2)} + R^{(3)}A \sum_{j=1}^{M_3} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(3)} I_{ij}^{(3)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(3)} + N_{w1} \quad (28)$$

그림 2의 상관 수신기를 통과하여 얻은 결정변수를 이용하면 평균은 앞에서 구한 식 (15)와 동일하고 분산은 식(29)와 같다.

$$VAR[Z_{11}] = \frac{A^2 T_b^2 K}{6L(I_t - 1)} \cdot \left[R^{(1)^2 \left(\frac{I_t + 1}{I_t - 1} \right) + \frac{(2R^{(2)^2} + R^{(3)^2})I_t}{I_t - 1} \right] + N_0 T_b \quad (29)$$

이중 커버리지 경계에 위치한 이동국의 조건부 오류확률인 $P_e(R^{(1)}, R^{(2)}, R^{(3)})$ 는 식 (3.20)과 같다.

$$P_e(R^{(1)}, R^{(2)}, R^{(3)}) = Q \left(\sqrt{\frac{R^{(1)^2}}{\frac{N_0}{2E_b} + \frac{K(I_t - 1)}{3L} P_0}} \right) \quad (30)$$

여기서 $P_0 = R^{(1)^2 \left(\frac{I_t + 1}{I_t - 1} \right) + (2R^{(2)^2} + R^{(3)^2}) \frac{I_t}{I_t - 1}$ 따라서 일반 상관 수신기를 통과한 신호의 평균비트 오류확률은 다음과 같다.

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty P_e(R^{(1)}, R^{(2)}, R^{(3)}) \cdot p_n(R^{(1)}) p_n(R^{(2)}) p_n(R^{(3)}) dR^{(1)} dR^{(2)} dR^{(3)} \quad (31)$$

이중 커버리지 경계에서 이동국이 수신한 신호가

이중 다이버시티 수신기를 통과한 경우의 결정변수는 식 (30)과 같다. 이때 $z^{(1)}, z^{(2)}$ 는 식 (32), 식 (33)과 같다.

$$z^{(1)} = R^{(1)}A T_b b_0 + R^{(1)}A \sum_{i=2}^K I_{i1}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{i1}^{(1)} + R^{(1)}A \sum_{j=2}^{M_1} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(1)} I_{ij}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(1)} + R^{(2)}A \sum_{j=1}^{M_2} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(2)} I_{ij}^{(2)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(2)} + R^{(3)}A \sum_{j=1}^{M_3} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(3)} I_{ij}^{(3)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(3)} + N_{w1} \quad (32)$$

$$z^{(2)} = R^{(2)}A T_b b_0 + R^{(2)}A \sum_{i=2}^K I_{i2}^{(2)}(T_b) \cos \theta_{i2}^{(2)} + R^{(2)}A \sum_{j=2}^{M_2} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(2)} I_{ij}^{(2)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(2)} + R^{(1)}A \sum_{j=1}^{M_1} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(1)} I_{ij}^{(1)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(1)} + R^{(3)}A \sum_{j=1}^{M_3} \sum_{i=1}^K \beta_{ij}^{(3)} I_{ij}^{(3)}(T_b) \cos \theta_{ij}^{(3)} + N_{w2} \quad (33)$$

위의 결정변수를 이용하여 조건부 오류확률인 $P_e(R^{(1)}, R^{(2)}, Z_2)$ 는 다음과 같다.

$$P_e(R^{(1)}, R^{(2)}, Z_2) = Q \left(\sqrt{\frac{(R^{(1)} + R^{(2)})^2}{\frac{N_0}{E_b} + \frac{K(I_t - 1)}{3L} \frac{P_0}{2}}} \right) \quad (34)$$

여기서

$$P_0 = R^{(1)^2} + 2R^{(2)^2} + (2/I_t - 1)(R^{(1)^2} + R^{(2)^2}) + Z_2$$

$$Z_2 = (R^{(1)^2} + 2R^{(3)^2} + 2R^{(3)^2}) \frac{I_t}{(I_t - 1)} \text{ 이다. 따라}$$

서 이중 다이버시티 수신기를 통과한 신호의 평균 비트오류확률을 구하면 다음과 같이 된다.

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty P_e(R^{(1)}, R^{(2)}, Z_2) \cdot p_n(R^{(1)}) p_n(R^{(2)}) p_n(R^{(3)}) dR^{(1)} dR^{(2)} dR^{(3)} \quad (35)$$

IV. 수치 해석과 분석

그림 6과 7은 3장의 결과를 이용하여 구한 그림이다. 이중 커버리지 시스템에서 채널의 세도우잉이 Light, Heavy경우에서 이동국의 위치에 따라 성능 분석을 한다. 신뢰성 있는 통신을 하기 위한 평균비

트오류확률의 기준인 P_e 를 10^{-3} 이라 할 때 그림 6은 이중 커버리지 시스템에서 이동국의 위치가 중간에 있는 경우로 채널의 새도우잉이 Light-Light일 때 P_e 의 기준에서 일반 상관수신기를 사용하는 경우에 필요한 E_b/N_0 는 6dB, 이중 다이버시티 기법이 이용된 경우는 1dB이고 그 차이가 5dB이다. 채널의 새도우잉이 Light-Heavy인 경우에 필요한 E_b/N_0 는 각각 30dB와 5dB이고 그 차이는 25dB이다. 따라서 수신된 신호가 새도우잉을 많이 겪을 경우에 이중 다이버시티 기법을 이용하면 동일한 E_b/N_0 에서 신호의 성능이 많이 개선된다.

그림 7은 이동국의 위치가 이중 커버리지 경계에 위치한 경우에서 신호의 다이버시티 적용유무에 따른 성능을 비교한 것이다. 채널의 새도우잉이 Light-Light-Light인 경우는 그림 6의 Light-Light처럼 E_b/N_0 값이 증가할수록 다이버시티기법 적용 유

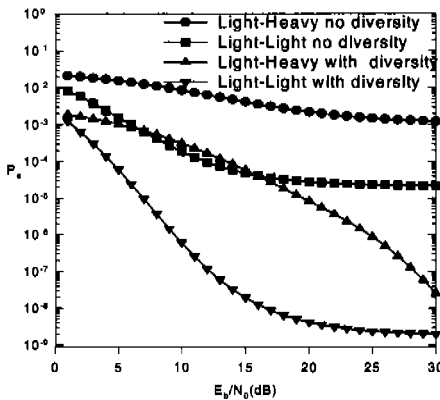


그림 6. 이중 커버리지 시스템에서 중간에 위치한 이동국의 평균비트오류확률

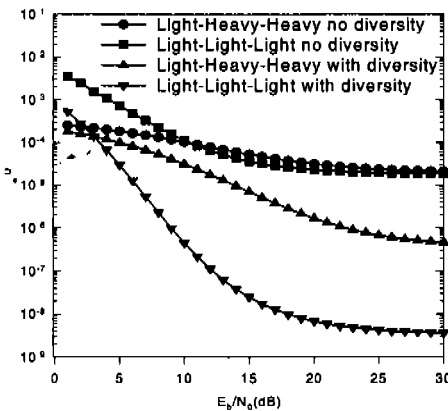


그림 7. 이중 커버리지 시스템의 경계에 위치한 이동국의 평균비트오류확률

무에 따른 평균비트오류확률의 차이의 폭이 처음에는 증가하다가 25dB이상에는 거의 일정해진다. 반면에 그림 6의 Light-Heavy 경우는 E_b/N_0 값이 증가할수록 평균비트오류확률의 차이가 커지지만 그림 7의 Light-Heavy-Heavy에서는 폭의 차이가 증가하다가 일정해진다. 따라서 새도우잉을 다르게 겪는 경우 이중 다이버시티 기법이 이동국의 위치가 중간보다는 경계 영역에서 성능의 향상이 많음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 extended Suzuki 위성 채널 모델에서 DS/CDMA방식을 이용하여 이동국의 위치가 중간인 경우와 경계인 경우로 나누어서 단일 커버리지 시스템보다는 위성에서 실질적으로 많이 이용될 이중 커버리지 시스템의 성능을 분석하였다. 시스템의 성능은 인접 위성의 간섭량과 기준위성들의 간섭량에 의해 좌우된다. 이중 커버리지 시스템에서는 이동국의 위치와 채널의 새도우잉의 정도에 따라 시스템의 성능이 달라지지만 이동국에 수신된 신호가 일반 상관수신기를 사용하는 것보다 이중 다이버시티 기법의 이용으로 낮아진 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나, 기준 위성들에 의한 신호들중 하나라도 새도우잉을 심하게 겪으면 이중 다이버시티 기법 이용에 따른 성능 개선의 폭이 감소함을 알 수 있다.

본 결과는 정보통신부의 정보통신 우수시범학교 지원 사업에 의하여 수행된 것입니다.

참고 문헌

- [1] J. D. Gibson, *The Communications Handbook*, CRC PRESS, 1997.
- [2] C. Loo, "A Statistical Model for Land Mobile Satellite Link," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-34, no. 3, pp. 122-127, Aug. 1985.
- [3] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dolainsky and W. Papke. "The Land Mobile Satellite Communication Channel-Recoding, Statistics, and Channel Model," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, no. 2, pp. 375-385, May. 1991.

[4] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. Com-25, no. 7, pp. 673-680, July. 1977.

[5] M. Patzold, U. Killat, and F. Laue, "An Extended Suzuki Model for Land Mobile Satellite Channels and Its Statistical Properties," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 2, pp. 617-630, May. 1998.

[6] 박성조, 현광민, 박상규, "저궤도 위성에서 Extended Suzuki모델을 이용한 DS/CDMA 성능분석," *한국통신학회 추계종합학술발표회 논문집*, vol. 20, no. 1, pp. 990-993, 1999.

[7] S. G. Glisic, J. J. Talvitie, T. Kumpumaki, M. Latva-aho, J. H. Iinatti and T. J. Poutanen, "Design Study for a CDMA-Based LEO Satellite Network: Downlink System Level Parameters," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 1796-1808, Dec. 1998.

박성조(Sung Zo Park)

정회원



1998년 2월 : 울산대학교
전자공학과 졸업
2000년 2월 : 한양대학교
전자통신공학석사
2000년~현재 : 삼성전자 재직
<주관심 분야> 디지털 이동통신

박상규(Sang Kyu Park)

정회원



1974년 2월 : 서울대학교
전기공학과 졸업
1980년 5월 : Duke University
통신공학석사
1987년 5월 : University of
Michigan 통신공학박사

1976년 7월~1978년 10월 : 국방과학연구소
1990년 8월~1991년 8월 : University of Southern
California 직원 교수
1987년 3월~현재 : 한양대학교 공과대학 전자 전기
공학부 교수
<주관심 분야> 디지털 통신, 확산 대역 통신, 부호
이론, PCS, IMT-2000