

# 간섭과 Rician 페이딩이 존재하는 저궤도 이동 위성 통신망에서 도플러 효과에 따르는 위상 에러의 검출

(Detection of Phase Error Due to the Doppler Effect in Low  
Earth Orbit Mobile Satellite Communication Network in the  
Presence of Interference and Rician Fading)

조훈주\* · 김영철\*\* · 강희조\*\*\*

Hun-Ju Cho\* · Young-Chul Kim\*\* · Heau-Jo Kang\*\*\*

## 요 약

본 논문에서는 저궤도 이동위성을 이용한 통신에 있어서 위성과 지구국 사이의 상대적 움직임에 의한 도플러 위상에러를 검출하였으며, 잡음과 도플러 위상에러가 존재할 때와 Rician 페이딩 채널환경에서 잡음, 간섭과 도플러 위상에러가 존재할 때, BPSK 시스템의 성능을 오율측면에서 비교 평가하였다. 유도한 오율식에 의해 수치계산을 행하고, 계산 결과치를 위성의 고도, 궤도의 이심율, 이동지국의 속도, 지구의 자전속도, Rician 페이딩 파라메타, 신호전력 대 간섭전력 비(SIR) 그리고 반송파 주파수와 기저대역 신호의 비트율 비를 파라메타 항목으로 수치 계산 방식을 이용하여 분석하였다. 본 해석으로 부터 Rician 페이딩 채널환경에서 간섭과 도플러 위상에러가 잡음과 도플러 위상에러 효과보다 위성통신 채널에서 심각한 성능 저하를 유발함을 결론으로 얻을 수 있었다. 또한 수치계산 방법을 이용하여 위성통신 파라메타에 따라서 시스템의 성능을 열화시키는 요소에 대한 영향을 정량적으로 파악할 수 있었다. 더우기 향후의 위성통신 시스템의 설계시 적절한 송신 전력의 제어를 통한 성능 향상을 위한 자료로써 활용될 수 있음을 보였다.

## Abstract

In this paper, the Doppler phase error due to the relative velocity between a satellite and the earth station in communications using a low earth orbit mobile satellite is detected. The performance of BPSK system in the presence of Rician fading with Doppler phase error and interference, noise is compared with that of the system disturbed by Doppler phase error and noise only. The expression of error rate performance of BPSK system is derived as the type of complementary error function. The numerical calculation of the induced equation are performed in terms of satellite-height, orbit-eccentricity, the velocity of the earth, Rician fading parameter,

\* 통신대학교 전자공학과 (Dept. of Electronic Eng., Dongshin Univ.)

\*\* 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (Dept. of Telecom. & Inform. Eng., Hankuk Aviation Univ.)

\*\*\* 통신대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical & Electronic Eng., Dongshin Univ.)

signal to interference rateio (SIR), the ratio of carrier frequency and base band bit rate.

The main conclusion that can be drawn from this analysis is that Rician fading channel environment with Doppler phase error and interference effect yields severe performance degradation than Doppler phase error and noise effect in satellite communication channel. And using the numerical calculation, we give a quantitative insight how much the satellite communication channel parameters degrade the system performance. Furthermore it is shown that an appropriate transmission power control for the performance enhancement is beneficial to the new satellite communication system planning.

## I. 서 론

최근 인간의 활동범위가 넓어지고 또한 급속한 경제발전예 따라 항공기, 선박, 자동차 및 사람을 포함한 지상 이동체의 이동범위가 광역화, 다양화 되고 있으며, 또한 고도 정보화의 사회 발전 추세 및 급속한 세계의 정세 변화 가운데 이동중에 있는 사람을 대상으로 신속한 정보의 전달과 위치 확인 등은 이제 필요 불가결한 통신서비스로 요구되고 있다. 이러한 요구에 부응하기 위해 선진 각 국에서는 1990년대 초반부터 이동통신 및 측위 위성시스템의 구축에 관한 계획을 작성, 적극적인 연구개발과 상용화 준비에 박차를 가하고 있는 실정이다.

위성을 이용한 이동통신은 1976년 미국의 COMSAT의 MARISAT 위성시스템이 대양을 항해하는 선박에 대하여 통신 서비스를 제공하면서 부터 시작되었다. 그 후 INMARSAT(국제 해상위성기구)가 1979년에 발족되어 선박을 대상으로 하는 전 세계적인 이동위성통신 서비스가 1982년부터 본격적으로 제공되었으며, 선박에 대한 통신과 더불어 1990년 말부터는 제 2세대 INMARSAT 위성시스템을 이용한 항공 및 육상 이동통신 서비스를 제공하고 있다. 그리고 국내의 이동위성통신 서비스는 1992년에 발사된 (AUSSATB)에 의해 호주 전역에 최초로 제공되었으며, 지역 이동위성통신 서비스는 1994년 발사 예정인 MSAT 위성에 의해 미국, 캐나다 등 북미지역에 제공될 예정으로 있다[1].

이동위성통신업무(Mobile Satellite Service)는 위성을 이용하여 이동체를 대상으로 통신서비스를 제공하는 것으로서 전파통신규칙(Radio Regulation)에서는 이동체의 위치에 따라 육상이동업무(LMSS : Land Mobile Satellite Service), 해상이동 위성업무(MMSS : Maritime Mobile Satellite Service) 및 항공위성이동업무(AMSS : Aeronautical Mobile Satellite Service) 등 세가지로 분류하고 있다. 이동위성의 두드러진 특징을 종래의 정지위성과 비교하여 보면, 일정한 속도로 지구를 선회하고 위성의 고도가 매우 낮을 뿐만 아니라 적도와 위성의 궤도 사이의 기울기가 크고 궤도가 타원이라는 점이다. 이들 에 대한 특징들이 갖는 장점을 열거한다면,

첫째, 위성의 가시지역에 해당하는 대단히 넓은 지역을 대상으로 통신서비스의 제공이 가능한 서비스 지역의 광역성과

둘째, 서비스 지역에 산재한 많은 수신설비를 대상으로 동시에 동일 내용의 정보를 전송할 수 있는 동보성이 있다.

셋째, 지구국에서 위성을 바라보는 각도가 극히 낮은 지역을 제외하고는 지형 및 건축물에 의해 차폐되는 지역이 적기 때문에 지상이동통신 서비스에 비해 난청지대를 축소하는 것이 가능하고,

넷째, 통신용 중계기인 위성이 우주공간에 위치하므로 지구상의 지진, 홍수해 등 지상재해와는 무관한 내재성이 있으며,

다섯째, 고도가 매우 낮으므로 촬영의 효율 및 이에 따른 해상도의 증가를 가져오며, 역학

적인 면에서 위성의 속도를 빠르게 유지할 수 있고, 마지막으로 시간의 지연을 줄일 수 있다.

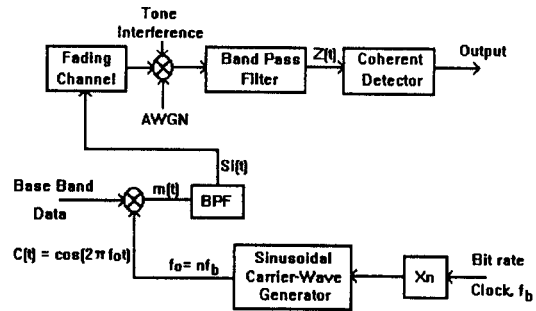
위성통신에 관한 지금까지 대다수의 논문들이 통신만을 목적으로 적도 상공에 정지해 있는 위성과 지구국 또는 위성과 위성간의 통신에서 생길 수 있는 장애요인으로 잡음, 간섭(동일 채널내의 간섭 및 인접하는 채널 사이의 간섭), 페이딩, 그리고 우주공간에서 위성의 위치 할당시에 근접하는 위성 사이의 통신방해[2] 등을 다루어 왔다.

본 논문에서는 앞에서 나열한 특징과 장점들을 갖고 있는 저궤도 이동위성을 이용하는 통신을 해석모델로 설정하였으며, 통신방식으로는 시스템의 성능이 보통 디지털 변조방식과 비교해서 가장 뛰어난 2진 위상 편이(BPSK) 변조방식을 채택하였다[3][4]. 이러한 모델로부터 이동위성이기 때문에 발생하는 지구국과 위성 사이의 상대적 움직임에 따른 도플러 효과(Doppler Effect)를 고려하여, 그 효과에 의한 주파수의 변화는 송·수신 시스템 사이의 전송로상에서 오직 물리적인 요인(지구국과 위성 사이의 상대적 속도)에 의해 결정되며 PSK 검출단에서의 일정한 샘플링 순간에, 이 주파수의 변화가 위상에러로 변화됨을 BPSK 변조시스템과 신호파형 그래프를 이용하여 설명하고 위성의 고도, 궤도의 이심률, 반송주파수와 기저대역 비트율의 비, 직접파대 반사파 비를 파라메타로 하여 도플러 위상에러의 크기를 정량화하였고 [5], 이 에러성분이 잡음과 간섭, 페이딩이 존재할 때 시스템에 미치는 영향을 오울식과 오울 특성 그래프를 이용하여 검토한다.

## II. 이동위성 통신로 모델

### 2-1. 이동 통신로의 신호해석

위의 [그림 1]은 이동위성통신 시스템의 모델이며 신호  $b_k(t)$ 는 기저대역에서 디지털화 된



[그림 1] 이동위성통신 시스템의 모델

[ Fig. 1] Mobile satellite communication system model.

2진 데이터로서 정·부의 구형 펄스열로 구성되고 펄스의 폭(펄스의 지속시간)은  $T_b$  ( $1/f_b$ )이며, 진폭은  $\pm 1$ 로 정규화 되었다고 가정한다. 그리고 신호  $c(t)$ 는 비트율( $f_b$ )의  $n$ (10보다 큰 정수)배로 체배되어 Sinusoidal Carrier-Wave Generator를 통해  $\cos 2\pi f_0 t$ 로 정현화된 반송파이며  $b(t)$ 와 승적되어 BPSK 신호  $m(t)$ 가 만들어진다.

$$m(t) = b(t) \times \cos 2\pi f_0 t \quad (1)$$

이때,  $b(t)$ 는  $+1$  또는  $-1$ 의 크기를 갖고 있는 구성 펄스이므로

$$m(t) = \pm 1 \times \cos 2\pi f_0 t \quad (2)$$

식(2)는 두 개의 식으로 나누어서 표현할 수 있다.

$$m_i(t)^* = \begin{cases} m_1(t) = \cos 2\pi f_0 t = \cos(2\pi f_0 t + 0^\circ) \\ m_0(t) = -\cos 2\pi f_0 t = \cos(2\pi f_0 t + 180^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

식(3)에서  $0^\circ$ 와  $180^\circ$ 는 각각  $b(t)=1$ ,  $b(t)=-1$ 에

대응하는 위상값으로서 어떤 외부의 제약이 없는 한 정해진 크기의 값이기 때문에 본 논문에서는 수식 전개시에  $0^\circ$ 를  $\theta_{0+1}$ 으로  $180^\circ$ 를  $\theta_{0-1}$ 로 표시하기로 한다.

$$m_i(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t + \theta_{0+1}) \\ \cos(2\pi f_0 t + \theta_{0-1}) \end{cases} \quad (4)$$

$m_i(t)$ 와  $s_i(t)$ 는 대역이 제한되었는가, 되어 있지 않은가의 차이만을 갖고 있으므로 신호  $s_i(t)$ 를

$$s_i(t) = \begin{cases} s_1(t) = \cos(2\pi f_0 t + \theta_{0+1}) \\ s_0(t) = \cos(2\pi f_0 t + \theta_{0-1}) \end{cases} \quad (5)$$

으로 표현하겠다.

### 2-2. 인접위성으로부터의 동일채널간섭

이동위성 통신로상의 간섭 중에서도 희망하는 신호와 같은 반송파 주파수를 사용하는 인접위성으로부터의 동일채널간섭의 영향은 매우 심각하다. 이러한 동일채널간섭은 보통 육상이 동통신에서 셀 사이의 거리를 축소하여 주파수 재사용율을 늘리면서 많이 발생하지만 이동위성 통신에서도 가용주파수대가 한정되어 있고 또 특정궤도에만 위성이 집중되어 있으므로 동일채널간섭이 생기게 된다.

일반적으로 대역통과필터를 거쳐나온 동일채널간섭신호  $i(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i(t) = I \cos(\omega_c t + \phi) \quad (6)$$

여기서  $I$ 는 동일채널 간섭 신호의 진폭이고,  $\phi$ 는 동일채널간섭 신호의 위상을 나타내며 이

는 구간  $[0, 2\pi]$ 에서 일정한 분포를 한다.

### 2-3. 페이딩 통신로

Rician 페이딩 채널을 통해 수신된 신호는 가시거리 성분인 직접파 성분과 전송로에 인접한 물체로부터 반사되어 시간지연을 갖고 도달하는 반사파 성분으로 구성된다.

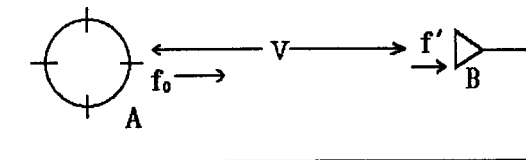
직접파 성분은 자유공간을 전파하는 성분이고 반사파 성분은 직접파와 같은 형태를 지니지만 진폭은 레일리 분포를 하고 위상은 랜덤하게 변화한다. 이때 수신 신호 진폭의 실효치로 정규화 시킨 진폭의 변동을  $\rho (= R/\sqrt{R^2})$ 라고 할 때  $\rho$ 의 확률밀도함수는 다음과 같다[6].

$$\rho(\rho) = \begin{cases} 2\rho(K+1)\exp[-K-\rho^2(K+1)] \\ I_0(2\rho\sqrt{K(K+1)}) & : \rho \geq 0 \\ 0 & : \text{그 외} \end{cases} \quad (7)$$

여기서  $I_0(\cdot)$ 는 0차의 변형 베셀함수이고,  $K$ 는 직접파 대 반사파 비이다.  $K=0$ 의 경우는 직접파가 존재치 않고, 반사파만 존재하는 경우로서 레일리 페이딩에 해당되고  $K=\infty$ 의 경우는 직접파 성분이 강한 경우를 나타낸다.

### 2-4. 도플러 효과 (Doppler Effect)

거리상에 떨어져 있는 A점과 B점 간에  $f_0$ 의 주파수를 갖는 신호의 발음체 A가 상대적인



[그림 2] 도플러 효과 해석 모델

[ Fig. 2 ] Analysis model of doppler effect.

속도 “V” 로 B에 대하여 멀어지거나 가까워질 때 또는 그 반대의 경우, B점쪽에서 수신되는 신호의 주파수는 원래의 주파수  $f_0$ 보다 감소하거나 증가하는 주파수  $f'$  가 된다. 이러한 효과를 도플러 효과라 하고 수식으로 표현하면

$$f' = f_0 \times \frac{\text{신호의 전파속도} \pm \text{관측자의 속도}(B)}{\text{신호의 전파속도} \pm \text{발음체의 속도}(A)} \quad (8)$$

로 나타내어지는데, 관측자 B가 고정되어 있고, 신호가 전파라 하면 식(8)은 식(9)로 수정된다.

$$f' = f_0 \times \frac{V_c}{V_c \pm V} \quad (9)$$

$V_c$  ; 전파의 전파속도

식 (9)에서 분모의  $\pm$  기호는 발음체가 접근하는 경우 “-”, 멀어져 가면 “+”가 되어 움직이는 방향에 따라서 주파수의 증감이 발생한다.

### III. BPSK 시스템의 오율 해석

#### 3-1. 잡음만 존재하는 경우의 BPSK 신호의 오율 성능

참고문헌[6]에 의하면 BPSK 변조방식을 사용하는 경우, 잡음만이 존재하는 BPSK 신호의 오율식은 다음과 같다. 이때의 오율을  $P_e$ 라고 하면

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$$

$$\gamma = \frac{E_s}{N_o} ; \text{신호 대 잡음비}(SNR), \quad (10)$$

$\operatorname{erfc}(\cdot)$  ; Complementary error function.

#### 3-2. 잡음과 도플러 위상에러 ( $\hat{\theta}$ )가 함께 존재하는 경우의 BPSK 신호의 오율 해석

위의 사항에서  $\hat{\theta}$ 만큼의 도플러 위상에러에

의해 수신신호  $R(t)$ 가  $R'(t)$ 로 변화했을 때 이에 따른 신호  $s_1(t)$ 가  $s_1(t) \cdot \cos \hat{\theta}$ 로 감쇄하게 된다. 그러면 잡음과 도플러 위상에러가 동시에 존재할 때 시스템의 도플러 위상에러( $\hat{\theta}$ )에 의한 감쇄 상수는  $\cos \hat{\theta}$ 이므로 다음 식으로 나타내어진다.

$$P_{e\theta} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{E_b/N_o}(1 - \cos \hat{\theta})}^{\infty} \frac{\exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du}{\cos \hat{\theta}}$$

$$\theta = 180^\circ$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{2E_b/N_o}}^{\infty} \frac{\exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du}{\cos \hat{\theta}}$$

$$\frac{u}{\sqrt{2}} = k \text{로 치환, } \frac{du}{dk} = \sqrt{2}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\sqrt{E_b/N_o}}^{\infty} \frac{\exp(-k^2) dk}{\cos \hat{\theta}} \quad (11)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{E_b/N_o} \cdot \cos \hat{\theta}]$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\gamma} \cdot \cos \hat{\theta}]$$

#### 3-3. Rician 페이딩 환경에서 잡음과 도플러 위상에러 ( $\hat{\theta}$ )가 동시에 존재하는 경우의 BPSK 신호의 오율 해석

이동위성 통신로상의 Rician 페이딩 환경하에서, BPSK 신호의 오율식은 잡음과 도플러 위상에러( $\hat{\theta}$ )에 의한 오율식에 Rician 페이딩의 확률밀도함수를 곱하여 적분하면 얻을 수 있다. 얻어진 오율식에서 직접파 대 반사파 비가 클 경우, 즉 위성에서 항공기로의 직접파 신호성분이 지배적일 때는 잡음환경하의 신호성능이 가까워진다. 따라서 오율식은 다음과 같이 구해진다[부록 I].

$$P_{eF\theta} = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{C^2\Lambda}}{\sqrt{\pi}} (K+1) \exp(-K) \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(K^2+K)^i}{(i!)^2} \cdot \Gamma(i+1.5) \cdot (1+K+C^2\Lambda)^{-(i+1.5)}$$

$$\cdot {}_2F_1\left(1, i+1.5; 1.5; \frac{C^2\Lambda}{C^2\Lambda+K+1}\right) \quad (12)$$

단,  $K$  ; 직접파 대 반사파 비,

$C$  ; 도플러 위상에러 (=  $\cos \theta$ ),  
 $A$  ; 평균 수신 신호 대 잡음비,  
 $\Gamma(\cdot)$  ; Gamma 함수,  
 ${}_2F_1(\cdot)$  ; 가우스 초기 함수  
 (Gauss Hypergeometric Function).

3-4. Rician 페이딩 환경에서 잡음과 간섭과 도플러 위상에러 ( $\hat{\theta}$ )가 함께 존재하는 경우의 BPSK 신호의 오율 해석

이동위성통신로에서 신호는 직접파와 반사파로 나누어 수신되므로 Rician 페이딩을 받는 꼴이 된다. 따라서 잡음, 도플러 위상에러 및 동일 채널간섭과 Rician 페이딩을 함께 받는 환경에서의 BPSK 신호의 오율식은 식(12)으로 주어지고, 다음 식(7)로 주어지는 Rician 페이딩의 확률밀도함수를 곱해 적분하여 평균을 취하므로써 구할 수 있는데 아래와 같다[부록 II].

$$\begin{aligned}
 P_{eIF\hat{\theta}} &= \int_0^{\infty} P_{eF\hat{\theta}} p(\rho) d\rho \\
 &= \left[ \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{C^2 A}}{\sqrt{\pi}} (K+1) \exp(-K) \right. \\
 &\quad \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(K^2+K)^i}{(i!)^2} \Gamma(i+1.5) \\
 &\quad \cdot (1+K+C^2 A)^{-(i+1.5)} {}_2F_1(1, i+1.5; 1.5; \\
 &\quad \left. \frac{C^2 A}{C^2 A+K+1} \right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} (K+1) \\
 &\quad \cdot \exp(-K) \sqrt{C^2 A} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^j (2j+1)!}{j!} \\
 &\quad \frac{1}{\{(j+1)!\}^2} \left( \frac{A}{4\zeta} \right)^{j+1} \\
 &\quad \cdot \frac{(K^2+K)^i}{(i!)^2} \Gamma(i+1.5) (1+K+C^2 A)^{-(i+1.5)} \\
 &\quad \cdot {}_2F_1(-j, i+1.5; 1.5; \frac{C^2 A}{C^2 A+K+1})
 \end{aligned} \tag{13}$$

단,  $\zeta$  : 신호전력 대 간섭전력 비

다음 표의 파라메타에 관하여  $V_E$ 는 고정된 값이고  $V_S$ 는 위성의 속도이며, 지구의 자전을 고려했을 때 이동위성과 정지 지구국이 서로 접

<표 1> 가까워질 때 ( $V_E=0, V_{ES}=1000$  m/sec)

<Table 1> the approach of ( $V_E=0, V_{ES}=1000$  m/sec)

$V_{AM} = 3022.06$ m/s	$V_{PM} = 7822.42$ m/s
$\delta_{AM} = 1.000003323$	$\delta_{PM} = 1.0000294$
$\hat{\theta}_{AM} = +20.25^\circ$	$\hat{\theta}_{PM} = +50.25^\circ$

<표 2> 멀어질 때 ( $V_E=0, V_{ES}=1000$  m/sec)

<Table 2> become more distant

( $V_E=0, V_{ES}=1000$  m/sec)

$V_{AM} = 3022.06$ m/s	$V_{PM} = 7822.42$ m/s
$\delta_{AM} = 0.99999326$	$\delta_{PM} = 0.9999773$
$\hat{\theta}_{AM} = -20.25^\circ$	$\hat{\theta}_{PM} = -50.25^\circ$

<표 3> 가까워질 때 ( $V_E=465, V_{ES}=1000$  m/sec)

<Table 3> the approach of ( $V_E=0, V_{ES}=1000$  m/sec)

$V_{SPM} = 8044.2$ m/s	$V_{SAM} = 3259.6$ m/s
$\delta_{SPM} = 1.0000301$	$\delta_{SAM} = 1.000014$
$\hat{\theta}_{SPM} = +56.25^\circ$	$\hat{\theta}_{SAM} = +26.58^\circ$

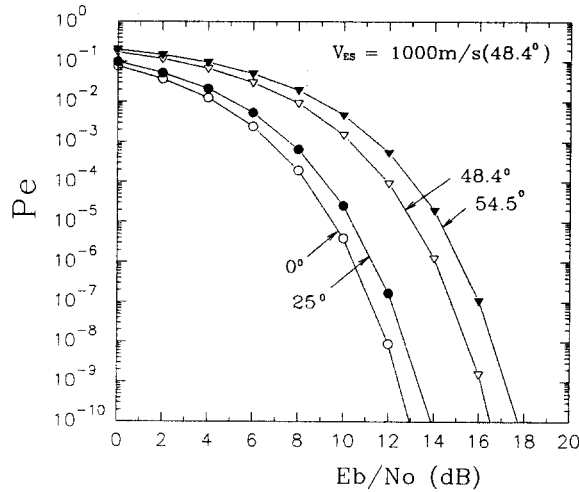
근할 때 근지점과 원지점에서의 속도( $V_{SPM}, V_{SAM}$ ), 도플러 팩터 ( $\delta_{SPM}, \delta_{SAM}$ ) 그리고 도플러 위상에러( $\hat{\theta}_{SPM}, \hat{\theta}_{SAM}$ )의 최대값이다.

#### IV. 수치해석 및 검토

앞 장에서 유도한 오율식 식(10), 식(11), 식(12) 그리고 식(13)에 의해 잡음, 간섭, 도플러 효과와 Rician 페이딩으로 부터 받는 영향을 신호전력 대 잡음전력 비(SNR), 직접파 대 반사파 비( $K$ ), 신호전력 대 간섭전력 비(SIR) 그리고 도플러 위상( $\hat{\theta}$ ) 등을 함수로 하여 오율식을 유도하고 이를 수치 계산하여 그 결과를 [그림 3] ~ [그림 10]에 그렸다. 그리고 [표 1], [표 2]와 [표 3]에서는 지구국이 빠른 이동체( $V_{ES}=1000$ m/sec)의 경우에 이동위성과 이동기지국이 서로 접근할 때와 멀어질 때 근지점

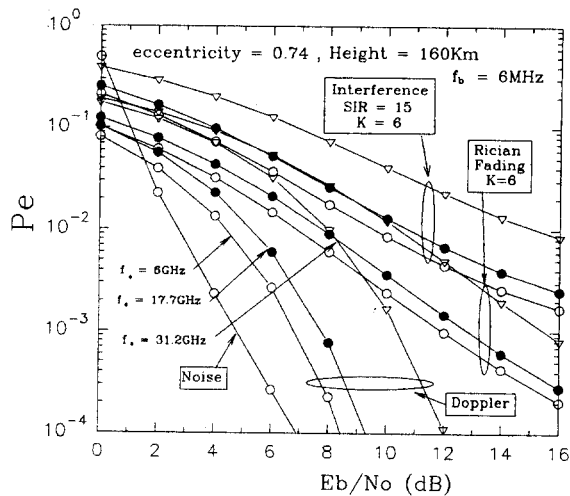
간섭과 Rician 페이딩이 존재하는 저궤도 이동 위성 통신망에서 도플러 효과에 따르는 위상 에러의 검출

과 원지점에서의 상대속도, 도플러 위상에러 및 도플러 팩터의 최대값을 표시하였다.



[그림 3] 도플러 위상 에러( $\hat{\theta}$ ) 크기에 따른 오율 특성

[Fig. 3] Error performance of size on the Doppler phase error.

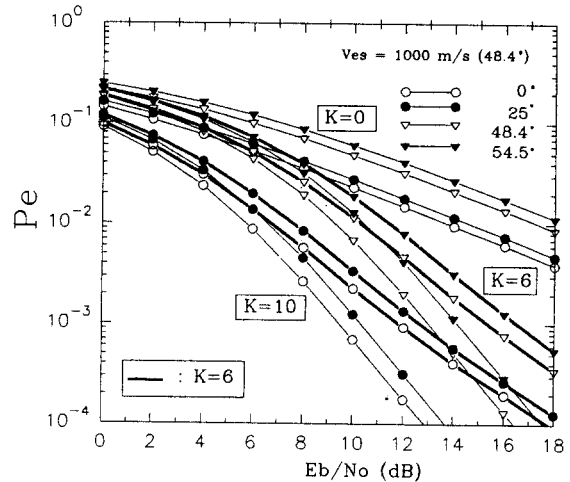


[그림 4] 반송 주파수 변화에 따른 오율 특성

[Fig. 4] Error performance of variation on the carrier frequency.

[그림 3]은 도플러 위상에러( $\hat{\theta}$ )가 존재하지 않을 때( $\hat{\theta} = 0^\circ$ )와 여러가지 값으로 변환할 때의 오율 특성 그래프이다.

[그림 4]는 간섭, 페이딩 지수, 이심률 그리고 고도가 일정할 때 반송주파수에 따른 시스템의 오율 특성 그래프이다. 이 때의 오율 특성을 살펴보면  $P_e = 10^{-3}$ 에서 같은 부호오율을 실현하기 위해서는 가우시안 잡음에서는 송신전력이 약 2.8[dB]가 소요되고 도플러 위상에러는 반송주파수에 따라 많은 편차를 보이고 있으나 반송주파수( $f_c$ )가 6GHz일 때 송신전력이 4.2[dB]가 필요하다. 그리고, Rician 페이딩  $K$ 가 6일 때 송신전력이 약 6.9[dB]가 소요되며, 간섭전력(SIR)이 15[dB]일 때 송신전력이 9.3[dB]가 필요하다. 도플러 위상( $\hat{\theta}$ )에서 잡음일 때와 같은 부호 오율을 실현하기 위해서는 송신전력이 잡음에 비해 1.4[dB]의 SNR의 증가, 즉 송신전력의 증가가 필요하고, Rician 페이딩  $K$ 가 6일 때 잡음에서와 같은 부호오율에



[그림 5] Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상 에러( $\hat{\theta}$ )의 크기에 따른 오율 특성

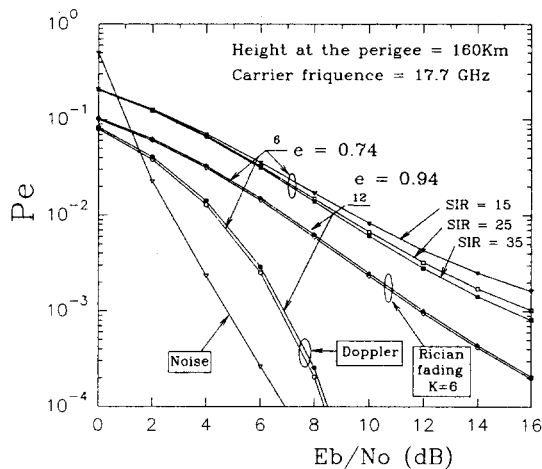
[Fig. 5] Error performance of Doppler phase error in Rician fading environment.

달하기 위해서는 잡음에 비해 4.1[dB], 간섭환경하에서의 잡음과 같은 오율에 도달하기 위해서는 6.5[dB]의 송신전력의 증가를 필요로 한다.

[그림 5]는 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러( $\theta$ )의 크기에 따른 오율특성을 증가함과 K값이 작아짐에 따라서 나타낸 것이며, 도플러 위상에러( $\theta$ ) 값이 시스템의 오율성능을 열화되게함을 알 수 있다.

[그림 6]은 고도와 반송주파수가 일정하고, 도플러 위상에서( $\theta$ )와 Rician 페이딩 환경에서  $K=6$  일 때, 이심률의 변화와 간섭의 변화에 따른 오율 특성 그래프이다.

위의 오율 특성 그래프들을 종합하여 보면 반송주파수가 크면 클수록 도플러 위상에러의 값이 커지며 이에 의한 시스템의 성능이 저하됨을 알 수 있으며 동일한 반송주파수에 대해서는 정지 지구국 보다는 이동 지구국의 경우



[그림 6] 고정된 근지점의 고도와 반송주파수에서 이심률에 따른 원지점에서의 오율 특성

[Fig. 6] Error performance of apogee with height of fixed perigee and eccentricity of carrier frequency.

가, 그리고 이심률이 작을수록, 또한 Rician 페이딩 환경하에서 직접파 대 반사파 비( $K$ )가 작아질수록 간섭에 의한 시스템에 미치는 영향은 증가하게 된다.

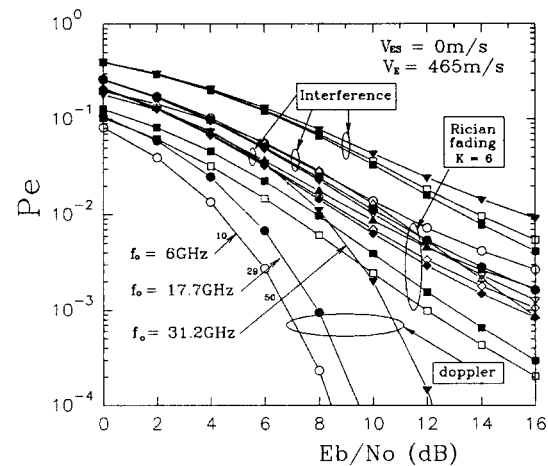
[그림 7]은 반송주파수를 파라메타로 하여 정지지구국에 대하여 지구의 자전 영향을 나타낸 오율 특성 그래프로서, 그림 3과 비교해 보면 도플러 위상에러가 증가하여 시스템의 성능을 조금 더 열화시킨다는 것을 알 수 있다.

[그림 8]은 이심률이 고정되어 있을 때 반송주파수에 따른 근지점과 원지점에서의 도플러 위상에러를 비교한 오율 특성 그래프이다.

[그림 9]는 지구의 자전과 이동 지구국에 대한 ( $V_{ES} = 1000$  m/sec) 오율 특성 그래프이다.

[그림 10]은 정해진 반송주파수에서 지구의 선속도 ( $V_E$ )와 이동지구국의 영향을 4가지로 조합하여 나타낸 오율 특성 그래프이다.

이상의 오율 특성 그래프들을 종합하면 지구의

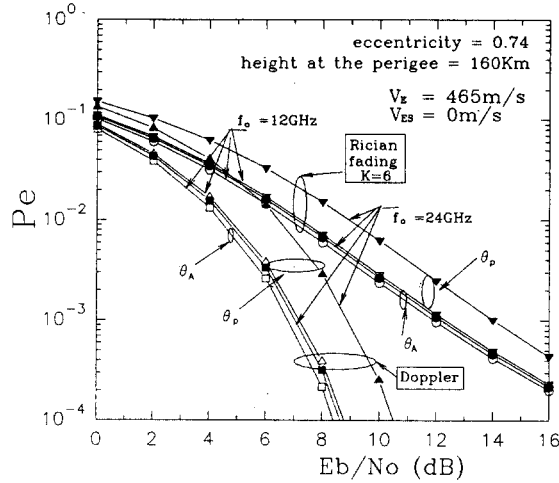


[그림 7] 정지 지구국에 대해 지구의 자전을 고려했을 때 반송주파수의 변화에 따른 오율 특성

[Fig. 7] Error performance of variation of carrier frequency with rotate of earth compared with fixed earth station.

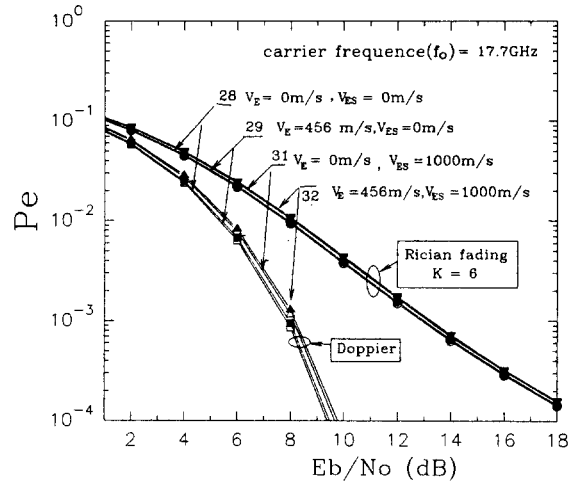


간섭과 Rician 페이딩이 존재하는 저궤도 이동 위성 통신망에서 도플러 효과에 따르는 위상 에러의 검출



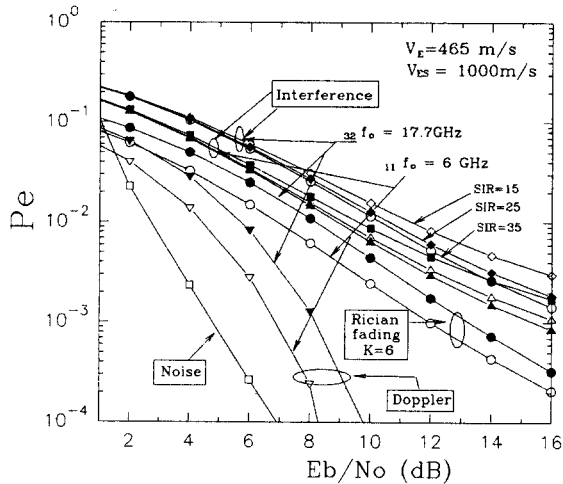
[그림 8] 지구 자전속도만을 고려했을 때 각 반송주파수에 대해서 원지점과 근지점에서 오울 특성

[Fig. 8] Error performance of apogee and perigee to each carrier frequency with earth rotate velocity.



[그림 10] 고정된 반송주파수 ( $f_0 = 17.7\text{GHz}$ )에서 지구의 자전 속도와 이동 지구속도의 조합에 의한 오울 특성

[Fig. 10] Error performance mixing with rotate velocity of the earth and moving earth station velocity in fixed carrier frequency.



[그림 9] 이동 지구국의 속도와 지구 자전속도를 함께 고려했을 때 각 반송주파수대에서의 오울 특성

[Fig. 9] Error performance of each carrier frequency band with velocity of moving earth station and earth rotate velocity.

자전효과와 이동지구국에 의한 도플러 위상 에러의 증가 또는 시스템 성능의 열화는 반송주파수가 커질수록 그 영향이 낮은 반송주파수에서 보다 월등히 증가하며 페이딩 환경과 간섭환경에서도 같은 경향이 나타남을 알 수 있었다.

## V. 결론

본 논문에서는 저궤도 이동위성을 이용한 통신 방식을 제안하고, 이때 이동위성의 움직임에 따른 주파수의 변화가 PSK 시스템상에서의 위상 에러로 변화됨을 알 수 있었고, 이 위상 에러가 BPSK 시스템에 끼치는 영향을 고찰하였다. 이를 위해 수치해석을 사용하여 위상 에러의 크기를 결정하였을 때 다음과 같은 결론을 얻었다.

위상 에러의 값은 물리적 특성인 위성의 고도

와 이심율, 그리고 시스템내에서 결정되는 반송주파수와 기저대역 비트율의 비, 신호전력 대 간섭전력 비, Rician 페이딩 환경하에서 직접파 대 반사파 비( $K$ )에 의해서 직접 결정되며 이 위상에러의 크기는 고도가 낮을수록, 이심율이 작을수록, Rician 페이딩 환경하에서 직접파 대 반사파 비( $K$ )가 작을수록, 간섭의 영향이 클수록 그리고 기저대역 비트율에 비해 반송주파수가 높을수록 시스템의 성능 열화가 커짐을 알 수 있었다. 오울식과 오울 그래프에서 보여주듯이 위에서의 여러가지 결정 요인에 의해 도플러 위상에러, 간섭의 영향과 페이딩의 영향이 증가할수록 시스템의 성능은 크게 열화됨을 알 수 있었다. 이에 따라서 이동위성 자체의 물리적인 궤도는 수정되지 않는다고 했을 때, 결국 고정된 반송주파수에 대해서 기저대역 비트율의 증가가, 또는 반대로 고정된 기저대역 비트율에 대해서 반송주파수의 감소가 위상에러의 크기를 줄이는 효과를 가져올 수 있다. 페이딩이 없는 통신로에 비해 페이딩이 생기는 통신로에서는 오울이 한자리 내려갈 때 마다 약 10 [dB]의 전력차를 필요로 하는 것을 알 수 있다. 그러나 이러한 조치가 불가피할 경우에는 보상 시스템을 이용하여 위상에러를 제거하여 이에 따른 시스템의 성능 열화를 제거 할수 있으며, 또한 페이딩과 간섭에 대한 대책으로는 다이버시티 기법이나 부호화 기법을 채용하여 시스템의 성능열화를 보상할 수 있다. 특정의 부호오울에 관해, 페이딩이 없을 경우에 비해 필요로 하는 송신전력의 증가(시스템 마아잔)를 추정할 수 있다.

### 참 고 문 헌

[1] 박세경, "A study on the low earth orbit mobile satellite communication network," ETRI, 1993.

[2] L. S. Lee, "A new formulation of spectrum orbit utilization efficiency for satellite communications in interference limited situation," IEEE Trans. on commun., vol. com-32, no. 2, Feb. 1984.  
 [3] Foher, K., *Digital Communications Satellite/ Earth Station Engineering*, Prentice-Hall : Englewood Cliffs, 1983.  
 [4] Weaver, C. S., "A comparison of several types of modulation," IRE Trans. on Commun. Sys., pp. 96-101, Mar. 1959.  
 [5] Robins, W. P., Flood, J. E. and Hughes, C. J., *Phase Noise in Signal Sources*, Peter Pergins : London, 1984.  
 [6] 滑川敏彦, 奥井重彦, 通信方式, (日本)森北出版株式會社, 1990.

### [ 부 록 I ]

식 (12)는 식(9)와 식(11)에 의하여

$$P_{eF\theta} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\gamma} \cdot \cos \theta] p(\rho) d\rho \quad (A. 1)$$

$$\operatorname{erfc}(s) = 1 - \operatorname{erf}(s)$$

$$I_0(z) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(z/2)^{2j}}{(j!)^2}$$

식(A. 1)을 다시 쓰면

$$\begin{aligned} P_{eF\theta} &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} (1 - \operatorname{erf}[\sqrt{\gamma} \cdot \cos \theta]) p(\rho) d\rho \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} (1 - \operatorname{erf}[\sqrt{\gamma} \cdot \cos \theta]) 2\rho(K+1) \\ &\quad \cdot \exp(-K - \rho^2(K+1)) \\ &\quad \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(2\rho\sqrt{K(K+1)})^{2i}}{(i!)^2 (2)^{2i}} d\rho \end{aligned} \quad (A. 2)$$

위 식에서  $\gamma = \Lambda\rho^2$ 라고 바꾸어 넣으면,

$$\begin{aligned} P_{eF\theta} &= \frac{1}{2} - \int_0^{\infty} \operatorname{erf}[\sqrt{\Lambda}\rho \cdot \cos \theta] \rho(K+1) \\ &\quad \cdot \exp(-K - \rho^2(K+1)) \end{aligned} \quad (A. 3)$$

간섭과 Rician 페이딩이 존재하는 저궤도 이동 위성 통신망에서 도플러 효과에 따르는 위상 에러의 검출

$$\sum_{i=0}^{\infty} \frac{(\rho\sqrt{K(K+1)})^{2i}}{(i!)^2} d\rho$$

$$\boxed{\begin{aligned} \operatorname{erf}(s) &= \frac{2s}{\sqrt{\pi}} {}_1F_1\left(\frac{1}{2}; 1.5; -s^2\right) \\ C &= \cos \hat{\theta} \end{aligned}}$$

를 이용하여 변경하면 다음식을 얻는다.

$$\begin{aligned} P_{cF\theta} &= \frac{1}{2} - \int_0^{\infty} \frac{2\sqrt{\Lambda}\rho C}{\sqrt{\pi}} {}_1F_1\left(\frac{1}{2}; 1.5; -\Lambda\rho^2 C^2\right) \\ &\quad \cdot \rho(K+1) \exp(-K - \rho^2(K+1)) \\ &\quad \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(\rho\sqrt{K(K+1)})^{2i}}{(i!)^2} d\rho \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

$$\boxed{{}_1F_1(x+1; 1.5; -s^2) = \exp(-s^2) {}_1F_1\left(\frac{1}{2}; 1.5; s^2\right)}$$

식 (A. 4)를 다시 쓰면

$$\begin{aligned} P_{cF\theta} &= \frac{1}{2} - \int_0^{\infty} \sqrt{\frac{\Lambda C^2}{\pi}} 2(K+1) \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(K(K+1))^i}{(i!)^2} \\ &\quad \cdot \rho^{2(i+1)} \exp(-K) {}_1F_1(1; 1.5; \Lambda\rho^2 C^2) \\ &\quad \cdot \exp(\rho^2(\Lambda C^2 + K+1)) d\rho \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

또 다음에 적분공식을

$$\boxed{\begin{aligned} g(p) &= \int_0^{\infty} \exp(pt) f(t) dt \\ f(t) &= t^{\sigma-1} {}_mF_n(a_1, \dots, a_m, b_1, \dots, b_n; \lambda t) \\ g(p) &= \Gamma(\sigma) p^{-\sigma} {}_{m-1}F_n(a_1, \dots, a_m, \sigma, b_1, \dots, b_n; \frac{\lambda}{p}) \end{aligned}}$$

이용하여 최종식을 얻는다.

$$P_{cF\theta} = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{C^2\Lambda}{\pi}} (K+1) \exp(-K)$$

$$\begin{aligned} &\sum_{i=0}^{\infty} \frac{(K^2+K)^i}{(i!)^2} \Gamma(i+1.5) \\ &\cdot (1+K+C^2\Lambda)^{-(i+1.5)} \\ &{}_2F_1(1, i+1.5; 1.5; \frac{C^2\Lambda}{C^2\Lambda+K+1}) \end{aligned} \quad (\text{12})$$

## [부 록 II]

식 (13)의 첫 번째 적분은 이미 부록 I에서 구했다. 그러므로 간섭의 영향을 나타내는 두 번째 항을 [A]라고 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [A] &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\{-\gamma C^2\} \sum_{i=1}^{\infty} H_{2i-1}(\sqrt{\gamma} C) \\ &\quad \frac{1}{(i!)^2} \left(\frac{\Lambda}{4\xi}\right)^i 2\rho(K+1) \exp[-K - \rho^2(K+1)] \\ &\quad \cdot I_0[2\rho\sqrt{K(K+1)}] d\rho \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

식(B. 1)에서 k대신 k+1을 대입하여 다음의 Hermite 다항식 공식과 0차의 변형 베셀함수를 대입하면 식(B. 2)를 얻을 수 있다.

$$\boxed{\begin{aligned} H_{2k+1}(x) &= \frac{(-1)^k (2k+1)!}{k!} 2x {}_1F_1(-k; 1.5; x^2) \\ I_0(z) &= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(z/2)^{2k}}{(k!)^2} \end{aligned}}$$

$$\begin{aligned} [A] &= \sqrt{\frac{\Lambda C^2}{\pi}} 2(K+1) \exp(-K) \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{\{(j+1)!\}^2} \\ &\quad \frac{(-1)!(2i+1)!}{j!} \frac{(K^2+K)^i}{(i!)^2} \cdot \int_0^{\infty} \rho^{2(i+1)} \exp\{-\rho^2 \\ &\quad (C^2\Lambda+K+1)\} {}_1F_1(-1; 1.5; \Lambda C^2 \rho^2) d\rho \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

식(B. 2)에서 다음의 적분 공식을 이용하면 식 (13)이 얻어진다.

$$g(p) = \int_0^{\infty} \exp(pt) f(t) dt$$

$$f(t) = t^{\sigma-1} {}_mF_n(a_1, \dots, a_m, b_1, \dots, b_n; \lambda t)$$

$$g(p) = \Gamma(\sigma) p^{-\sigma} {}_{m+1}F_n(a_1, \dots, a_m, \sigma, b_1, \dots, b_n; \frac{\lambda}{p})$$

$$[A] = \frac{2}{\sqrt{\pi}} (K+1) \exp(-K) \sqrt{C^2 A}$$

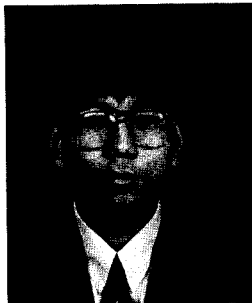
$$\sum_{j=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^j (2j+1)!}{j!} \frac{1}{\{(j+1)!\}^2} \left(\frac{A}{4\xi}\right)^{j+1}$$

$$\frac{(K^2+K)^i}{(i!)^2} \Gamma(i+1.5) (1+K+C^2 A)^{-(i+1.5)}$$

$$2F_1(-j, i+1.5; 1.5; \frac{C^2 A}{C^2 A + K + 1})$$

(13)

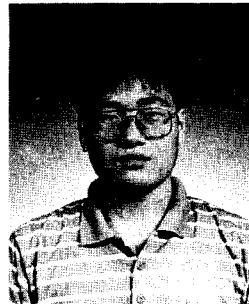
조 훈 주



1970년 1월 3일생  
 1988년 3월 ~ 1992년 2월  
 : 동신대학교 전자공학과  
 (공학사)  
 1994년 8월 ~ 1996년 현  
 재 : 동신대학교 대학원  
 전자공학과(석사과정)  
 [주 관심 분야] 디지털통  
 신 시스템, 부호화, 이동

통신, 위성통신

김 영 철



1969년 12월 15일생  
 1989년 3월 ~ 1993년 2월  
 : 동신대학교 정보통신공  
 학과 (공학사)  
 1993년 3월 ~ 1995년 2  
 월 : 동신대학교 대학원  
 전자공학과 (공학석사)  
 1995년 3월 ~ 현재 : 한  
 국항공대학교 대학원 항공

통신정보공학과 (박사과정)

[주 관심 분야] 이동통신, 위성통신, 암호화

강 희 조



1961년 1월 26일생  
 1979년 ~ 1986년 : 원광  
 대학교 전자공학과(공학  
 사)  
 1986년 ~ 1988년 : 숭실  
 대학교 대학원 전자공학  
 과(공학석사)  
 1989년 ~ 1994년 : 한국  
 항공대학교 대학원 항공

전자공학과(공학박사)

1990년 3월 ~ 1996년 현재 : 동신대학교 전기전자공  
 학과 부교수

1994년 7월 ~ 1995년 12월 : 한국전자통신연구소 위  
 성망연구실 초빙연구원

[주 관심분야] 대역확산통신, 이동통신, 위성통신,  
 EMI/EMC.