論文 96-7-2-4

간섭과 페이딩 환경하에서 이동위성 통신망에 부호화 기법을 이용한 도플러 효과에 의한 위상에러 검출에 관한 연구

A Study on Detection of Phase Error due to the Doppler Effect with Coding Techniques in Mobile Satellite Communication Network on Interference and Fading Environments

조훈주* · 강희조* · 최용석**

Hun-Ju Cho* · Heau-Jo Kang* · Yong-Seok Choi**

요 - 약

본 논문에서는 저궤도 이동위성을 이용한 통신에 있어서 지구국과 위성 사이의 상대적 움직임에 의한 도플러 위상에러를 검출하였다. BPSK 시스템의 오율 성능 표현은 에러함수의 형태로 얻었다. 도플러 위상에러와 간섭, 잡음이 존재하는 Rician 페이딩 채널 환경에서의 BPSK 시스템의 성능과 도플러 위상에러와 잡음만 존재하는 시스템과 비교 평가하였다. 그리고, 채용한 코딩 기법은 Hamming, RS, BCH와 컨벌루션 코드이다. 본 해석으로부터 간섭과 Rician 페이딩 채널 환경에서 도플러 위상에러가 잡음과 도플러 위상에러 효과보다 위성통신 채널에서 심각한 성능 저하를 유발함을 얻을 수 있었다. 또, 코딩 기법을 사용하였을 때가 코딩 기법을 사용하지 않았을 때보다 성능이 개선됨을 알 수 있었다. 그리고, 수치계산 방법을 이용하여 위성 통신의 파라메타에 따라서 시스템의 성능을 열화시키는 요소에 대한 영향을 정량적으로 파악할 수 있었다. 더욱이 향후의 위성 통신 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 channel environment with Doppler phase error, interference and noise is compared with that of the system disturbed by Doppler phase error and noise only. And adopted coding techniques are Hamming, BCH, RS and convolution codes. The expression of error rate performance of BPSK system is derived as the type of complementary error function. The main conclusion that can be drawn from this analysis is that Rician fading channel environment with Doppler phase error and interference, noise effect yields severe performance degradation then Doppler phase error and noise effect in satellite communication channel. The conclusion can be drawn from this analysis is that using coding technique then noncoding. And using the numerical calculation, we give a

* 동신대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical & Electronic Eng., Dongshin Univ.)
** 한국전자통신연구소(Electronics and Telecommunications Research Institute)

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 활동 범위가 넓어지고 급속한 경제 발전에 따라 항공기, 선박, 자동차 및 사람을 포함한 지상이동체의 이동 범위가 광역화, 다양화되고 있으며, 고도 정보화의 사회 발전 추세 및 급속한 세계의 정세 변화 가운데 이동 중에 있는 사람을 대상으로 신속한 정보의 전달과 위치 확인 등은 이제 불가결한 통신 서비스로 요구되고 있다. 이에 부응하여 선진각국에서는 1990년대 초반부터 이동통신 및 측위 위성 시스템의 구축에 관한 계획을 작성하여, 적극적인 연구 개발과 상용화 준비에 박차를 가하고 있는 실정이다[1].

그 일례로서 특히 저궤도를 이용한 이동위성통신 시스템의 경우 IRIDIUM, Globalstar, P-21 등[2] 수많은 시스템의 계획 및 설계 단계에 있으며, 1990년대 후반부터 본격적인 서비스가 개시되어 이동 중에 있는 사람은 언제, 어디서 누구와도 통신하고자 하는 욕구를 충족시킬 수 있을 것이다. 향후 이러한 개인통신 서비스는 궁극적으로 지상공중통신망, 지상이동통신망 및 이동위성통신망이 통합된 전세계적인 통신망에 의해 제공될 것으로 예상된다[3].

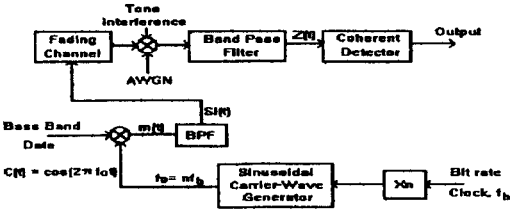
본 논문에서는 저궤도 이동위성을 이용하는 통신을 해석 모델로 설정하였으며, 통신방식으로는 이진위상변조(BPSK)방식을 채택하였다[4][5]. 이러한 모델로부터 지구국과 위성 사이의 상대적 움직임에 따라 발생하는 도플러 효과(Doppler Effect)를 고려하였으며, 이 에러 성분이 잡음과 간섭, 페이딩이 존재할 때 시스템에 미치는 영향을 오율식과 오율 특성 그래프를 이용하여 검토하였다.

에러제어 부호화 기법에는 ARQ(Automatic Repeat Request)기법과 FEC(Forward Error Correction)기법이 있으며 FEC부호화 기법에는 크게 선형 블럭 부호화(linear block coding)와 컨벌루션 부호화 기법이 있다[6]. BCH 부호화 기법은 선형 블록 부호화 기법 중에서 넓은 범위의 부호장과 에러 정정 능력을 가지고 있으며 같은 부호장과 에러 정정 능력을 갖고 있는 부호어 중에서 용장도가 가장 우수하며, 컨벌루션 부호화 기법은 우수한 에러 정정 능력을 가지고 있어서 위성 통신과 디지틀 셀룰라 시스템에서 가장 널리 사용된다. 본 논문에서는 선형 블럭 부호화 기법인 Hamming, RS (Reed-Solomon), BCH(Bose-Chaudhuri-Hocguenghem)부호화 기법과 컨벌루션 부호화 기법을 이용하여 오율 성능의 개선됨을 검토하였다.

Ⅱ. 이동위성 통신로 모델

2-1. 이동 통신로의 신호 해석

[그림 1]은 이동위성통신 시스템의 모델이며 신호 $b_k(t)$는 기저대역에서 디지틀화 된 2진 데이터로서 정·부의 구형 펄스 열로 구성되고 펄스의 폭은 $T_b(1/f_b)$ 이며, 진폭은 ±1로 정규화 되었다고



[그림 1] 이동위성통신 시스템의 모델

[Fig. 1] Mobile satellite communication system model.

고 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 정형화된 반송파이며 $b(t)$와 승적되어 BPSK 신호 $m(t)$가 만들어진다.

$$m(t) = b(t) \times \cos 2\pi f_0 t \tag{1}$$

이때, $b(t)$는 +1 또는 −1의 크기를 갖고 있는 구형펄스이므로

$$m(t) = \pm 1 \times \cos 2\pi f_0 t \tag{2}$$

식(2)는 두개의 식으로 나누어 표현할 수 있다.

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

식(3)에서 0°와 180°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°을 θ_{0+1}으로, 180°을 θ_{0-1}로 표시하기로 한다.

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

$m_i(t)$와 $S_i(t)$비는 대역이 제한되었는가 되어 있지 않는가의 차이만을 갖고 있으므로 신호 $S_i(t)$를

$$S_i(t) = \begin{cases} S_1(t) = \cos(2\pi f_0 t + \theta_{0+1}) \\ S_0(t) = \cos(2\pi f_0 t + \theta_{0-1}) \end{cases} \tag{5}$$

으로 표현하겠다.

2-2. 인접위성으로부터 동일 채널 간섭

항공이동통신로 상의 간섭 중에서도 희망하는 신호와 같은 반송주파수를 사용하는 인접위성으로부터의 동일채널간섭의 영향은 매우 심각하다. 이러한 동일 채널 간섭은 보통 육상이동 통신에서 셀 사이의 거리를 축소하여 주파수 재사용율을 늘리면서 많이 발생하지만 항공이동통신에서도 가용 주파수대가 한정되어 있고 또, 특정 궤도에만 위성이 집중되어 있으므로 동일 채널 간섭이 생기게 된다.

일반적으로 대역통과 필터를 거쳐 나온 동일 채널 간섭 신호 $i(t)$는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i(t) = I \cos(\omega_c + \phi) \tag{6}$$

여기서 I는 동일 채널 간섭 신호의 진폭이고, ϕ는 동일 채널 간섭 신호의 위상을 나타내며 이는 구간 $[0, 2\pi]$에서 균일한 분포를 갖는다.

2-3. 통신로 페이딩

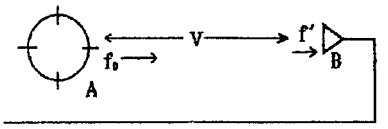
Rician 페이딩 채널을 통해 수신된 신호는 가시거리 성분인 직접파 성분과 전송로에 인접한 물체로부터 반사되어 시간 지연을 갖고 도달하는 반사파 성분으로 구성된다. 직접파 성분은 자유공간을 전파하는 성분이고 반사파 성분은 직접파와 같은 형태를 지니지만 진폭은 레일리 분포를 하고 위상은 랜덤하게 변화한다. 이때 수신 신호 진폭의 실효치로 정규화 시킨 진폭의 변동을 $\rho\left(=\frac{R}{\sqrt{R^2}}\right)$라고 할 때 ρ의 확률 밀도 함수는 다음과 같다[7].

$$p(\rho) = \begin{cases} 2\rho(k+1)\exp[-k-\rho^2(k+1)] \\ \quad I_0[2\rho\sqrt{k(k+1)}] \quad ; \rho \geq 0 \\ 0 \quad ; \text{그외} \end{cases} \tag{7}$$

여기서 $I_0(\cdot)$는 0차의 변형 베셀함수이고 k는 직접파 대 반사파 비이다.

2-4. 도플러 효과(Doppler Effect)의 개념

[그림 2]에서 f_0의 주파수를 갖는 신호의 발음체 A가 V의 속도로 B에 대하여 멀어지거나 가까워질 때 또는 그 반대의 경우, B쪽에서 수신되는 신호의 주파수는 원래의 주파수 f_0 보다 감소하거나 증가한 주파수 f'가 된다.



[그림 2] 해석 모델

[Fig. 2] Analysis model.

이러한 효과를 도플러 효과라 하고 수식으로 표현하면[8]

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

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 전파 속도

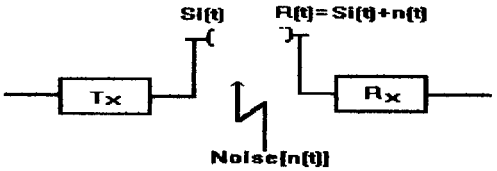
식(9)에서 분모의 ± 기호는 발음체가 접근하는 경우 "−", 멀어져 가면 "+"가 되어 움직이는 방향에 따라서 주파수의 증감이 발생한다.

Ⅲ. BPSK 시스템의 오율 해석

3-1. 잡음만 존재하는 통신로

3-1-1. 해석 모델

[그림 3]에서 보이듯이 변조를 거친 데이터가 송



[그림 3] 잡음만이 존재하는 통신로

[Fig. 3] Comunication road with exist noise only.

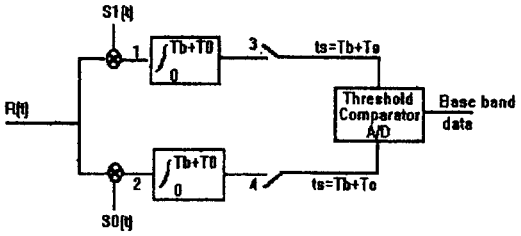
신기(Tx)를 통해 우주 공간인 통신로를 거쳐 수신단(Rx)의 안테나에 도착하게 된다. 이때 통신로 선상에서 잡음-잡음은 AWGN의 영향을 받아 송신시 $S_i(t)$라는 신호가 수신단에서는 $R(t) = S_i(t) + n(t)$라는 신호로 수신된다.

그리고 송신단과 수신단은 고정되어 있기 때문에 상대적 움직임이 없어 도플러 효과에 의한 주파수의 변화는 존재하지 않는다.

3-1-2. 수신단 복조기의 구성과 동작

수신단에서의 복조 시스템은 승·적분기를 이용하기로 한다. 이 시스템의 구성은 [그림 4]와 같다.

여기서 $S_1(t)$, $S_0(t)$는 2진 데이터 "1, 0"에 대응하는 신호로서 이 신호는 실제에 있어서 CR(Carrier Recovery)를 거쳐 L/O(Local Oscillator)에서 발생시키는 것으로서 본 절에서는 "CR로 부터 반송주파수에 대한 정보를 얻은 L/O에서는 항상



[그림 4] 승·적분기의 블럭 다이어그램

[Fig. 4] Block diagram of product integrator.

신호 $S_0(t)$와 $S_1(t)$의 위상을 정확히 180°와 0°로 유지시킨다"는 전제 조건을 제시한다. 다시 말하자면 수신단의 L/O에서는 위상에러가 발생하지 않는다고 가정한다.

3-1-3. 잡음만의 존재시 오율식

잡음만 존재할 경우 BPSK 신호의 오율을 P_e 라 하면[8]

$$P_e = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}(\sqrt{\gamma}) \tag{10}$$

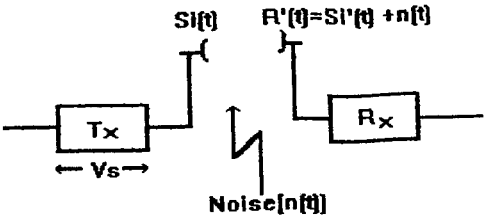
여기서 $\gamma = \frac{E_b}{N_0}$; 신호 대 잡음비 (SNR),

erfc(·) ; 에러 보함수 (complementary error function).

3-2. 잡음과 도플러 위상에러($\hat{\theta}$)가 동시에 존재하는 통신로

3-2-1. 해석 모델

이 절에서는 고정된 수신단에 대하여 송신단이 V_s의 속도로 멀어지거나 가까워질 때의 통신 시스템에 대하여 나타내었다.



〔그림 5〕 송 · 수신단 사이에 상대적 움직임과 잡음이 존재하는 송신로

〔Fig. 5〕 Transmission road of exist noise and each other moving of Transmitter and Receiver.

3-2-2. 수학적 해석

도플러 펙터는 $\delta = \dfrac{V_s \pm (V_{ES}=0)}{V_c \pm V_s}$ 이다.

[그림 5]에서 원래 수신단에서 보낸 신호는

$$S_i(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t + \theta_{0+1}) \\ \cos(2\pi f_0 t + \theta_{0-1}) \end{cases} \tag{11}$$

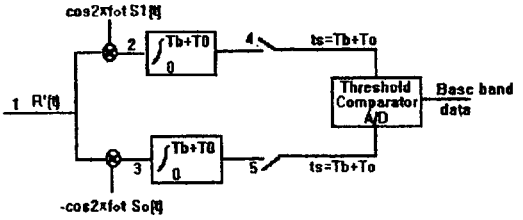
이지만, 수신단과 송신단의 상대적 움직임에 의해 주파수가 변화된 수신 신호는

$$R'(t) = S'(t) + n(t) \tag{12}$$

$$R'(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 \delta t + \theta_{0+1}) + n(t) \\ \cos(2\pi f_0 \delta t + \theta_{0-1}) + n(t) \end{cases} \tag{13}$$

로 표현된다.

이 신호를 승 · 적분기에 입력시키면 [그림 6]에서 보이듯이 $R'(t)$의 주파수와 승적기에 입력되는 $S_i(t)$의 주파수와는 차이가 있기 때문에 지로 4, 5 번 위치에서 우리가 쉽게 인식할 수 있는 값을 얻지 못하지만, 일정한 샘플링 순간 $[m(T_0+T_b)]$ 에서는 $R'(t)$ 신호는 식 (14)으로 나타내어진다.



〔그림 6〕 도플러 위상에러가 존재할 때의 해석을 위한 승 · 적분기의 블럭 다이어그램

〔Fig. 6〕 Block Diagram of Product Integrator for the Analysis with exist Doppler phase error.

$$R'(t)=\begin{cases}\cos(2\pi f_d t+\theta_{0+1}+\hat{\theta})|_{t_s=m(T_0+T_b)}+n(t)\\ \cos(2\pi f_d t+\theta_{0-1}+\hat{\theta})|_{t_s=m(T_0+T_b)}+n(t)\end{cases} \quad (14)$$

3-2-3. 오율식 유도

잡음과 도플러 위상에러가 동시에 존재할 때 시스템의 도플러 위상에러($\hat{\theta}$)에 의한 감쇄 상수는 $\cos\hat{\theta}$이므로 다음 식으로 나타내어진다.

$$P_{e\theta}=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{\sqrt{E_b/N_0(1-\cos\theta)}\cos\hat{\theta}}^{\infty}\exp(\frac{-u^2}{2})du$$

$\theta=180^\circ$

$$=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{\sqrt{2E_b/N_0}\cdot\cos\hat{\theta}}^{\infty}\exp(-\frac{u^2}{2})du$$

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

$$=\frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{\sqrt{E_b/N_0}\cdot\cos\hat{\theta}}^{\infty}\exp(-k^2)dk$$

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

$$=\frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\,[\sqrt{\gamma}\cdot\cos\hat{\theta}] \quad (15)$$

3-3. Rician 페이딩 환경에서 잡음과 도플러 위상에러($\hat{\theta}$)가 동시에 존재하는 통신로

이동위성통신로 상의 Rician 페이딩 환경하에서 BPSK 신호의 오율식은 잡음과 도플러 위상에러($\hat{\theta}$)에 의한 오율식에 Rician 페이딩의 확률 밀도 함수를 곱하여 적분하면 얻을 수 있다. 따라서 오율식은 다음과 같이 구해진다.

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

$$\sum_{i=0}^{\infty}\frac{(k^2+k)^i}{(i!)^2}\Gamma(i+1.5)\cdot(1+k+C^2\Lambda)^{-(i+1.5)}$$

$${}_2F_1(1,\ i+1.5;1.5;\frac{C^2\Lambda}{C^2\Lambda+k+1}) \quad (16)$$

단, k : 직접파 대 반사파비,

C : 도플러 위상에러($=\cos\hat{\theta}$),

Λ : 평균 수신 신호 대 잡음비,

Γ :Gamma 함수,

${}_2F_1(\cdot)$: 가우스 초기 함수(Gauss Hypergeometric Function).

3-4. Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 간섭에 도플러 위상에러($\hat{\theta}$)가 동시에 존재하는 통신로

항공이동통신 시스템에서 발생하는 간섭은 동일한 주파수대를 다수의 위성이 사용할 때 발생하며, 이러한 간섭이 신호의 성능에 미치는 영향을 Rician 페이딩 환경하에서 해석하기 위해서는 잡음과 간섭 환경하의 오율식을 구한 후 이 오율식에 Rician 페이딩의 확률밀도함수를 곱해 적분을 취하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{eIF\theta}=\Bigg[\frac{1}{2}-\frac{\sqrt{C^2\Lambda}}{\sqrt{\pi}}(k+1)\exp(-k)\cdot$$

$$\sum_{i=0}^{\infty}\frac{(k^2+k)^i}{(i!)^2}\Gamma(i+1.5)\cdot(1+k+C^2\Lambda)^{-(i+1.5)}$$

$${}_2F_1\left(1,\ i+1.5;1.5;\frac{C^2\Lambda}{C^2\Lambda+k+1}\right)\Bigg]$$

$$+\Bigg[\frac{2}{\sqrt{\pi}}(k+1)\exp(-k)\sqrt{C^2\Lambda}\sum_{j=0}^{\infty}$$

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

$$\cdot \frac{(k^2+k)}{(i!)^2}\Gamma(i+1.5)(1+k+C^2\Lambda)^{-(i+1.5)}$$

$${}_2F_1\left(-j, i+1.5; 1.5; \frac{C^2\Lambda}{C^2\Lambda+k+1}\right)\Bigg] \quad (17)$$

단, ζ는 신호 전력 대 간섭 전력비.

3-5. 부호화 기법

3-5-1. BCH 부호화

선형 부호중 가장 중요한 부호로는 순회 부호가 있는데 순회 부호중 가장 중요한 부호로 BCH부호화가 있다. 이 부호화 기법은 에러 정정 부호화 중에서 가장 중요한 부호화 중의 하나이다. BCH 부호화는 넓은 범위의 부호장(Code Length)과 에러 정정 능력을 갖고 있으며 부호장이 수천 이하인 경우, 같은 정도의 부호장과 에러 정정 능력을 갖는 부호중에서 용장도가 제일 작은 우수한 부호이다[9].

신호가 직교 신호일 때 복호 심벌 오율식은 다음과 같이 구한다[10].

$$P_{eB} = \frac{1}{n}\sum_{i=t+1}^{n} i\binom{n}{i} P_e^i (1-P_e)^{n-i} \quad (18)$$

단, P_{eB} ; 심벌 오율식,
P_e ; 변조 신호의 오율,
$r(=k/n)$; 부호율,
$t=[(d-1)/2]$; 에러 정정 능력,
d ; 부호의 최소 거리,
n ; 블럭의 최소 거리.

3-5-2. 컨벌루션 부호화

(n, k) 컨벌루션 부호기 (convolutional encoder)와 연접 판정 Viterbi 복호기(soft decision Viterbi decoder)는 우수한 에러 정정 능력을 가지고 있기 때문에 위성통신과 디지틀 셀룰라 시스템(digital cellular system)등에서 널리 사용되고 있다.

부호율 $r=1/2$에 대하여 구속장이 K=7인 컨벌루션 부호의 비트 오율식은 다음과 같이 나타내진다[11][12].

$$P_{bC} = \frac{1}{2}(36D^{10}+211D^{12}+1404D^{14}+\cdots) \quad (19)$$

또한 부호율 $r=1/3$에 대하여 구속장이 K=7인 컨벌루션 부호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{bC} = \frac{1}{2}(D^{14}+20D^{16}+53D^{18}+\cdots\cdots) \quad (20)$$

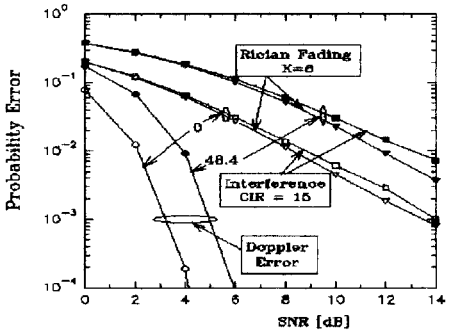
여기서 D는 Bhahachayya 의 상한식(upper bound)으로서 오직 채널과 복호 방식에 의해 결정되며 다음과 같이 나타내어진다[13][14].

$$D=2\sqrt{P_e(1-P_e)} \quad (21)$$

Ⅳ. 수치 해석 및 검토

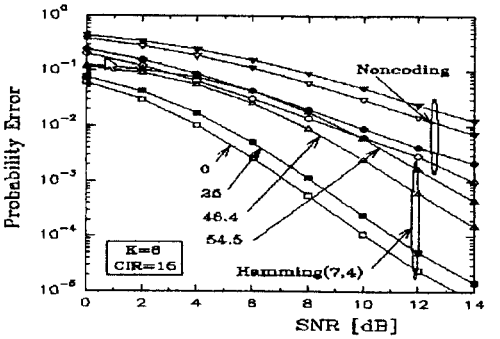
앞에서 유도한 오율식 (10), (15), (16), (17), (18), (19), (20)에 의해 잡음, 간섭, 도플러 효과와 Rician 페이딩으로부터의 영향을 신호 대 잡음 전력비(SNR), 신호전력 대 간섭전력비(CIR), 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 등을 함수로 하여 오율식을 유도하고 이를 수치 계산하여 그 결과를 [그림 7]~[그림 12]에 나타내었다.

[그림 7]은 잡음과 도플러 위상에러($\hat{\theta}$)가 동시에 존재할 때와 Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 도플러 위상에러($\hat{\theta}$)가 동시에 존재하는 경우, 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 도플러 위상



〔그림 7〕 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 BPSK 신호의 오율 특성

〔Fig. 7〕 Error performance of BPSK signal with Doppler phase error in Interference and Rician Fading environments.



〔그림 8〕 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 Hamming(7,4) 부호화된 BPSK 신호의 오율 특성

〔Fig. 8〕 Error performance of Hamming(7,4) coded BPSK signal with Doppler phase error in Interference and Rician Fading environments.

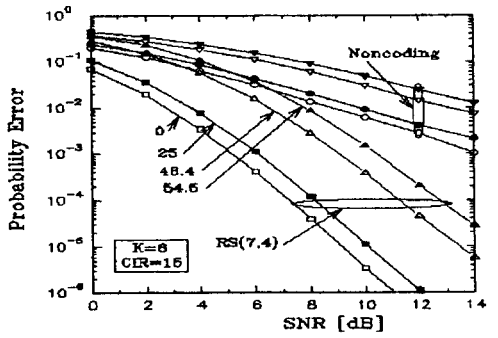
에러($\hat{\theta}$)가 동시에 존재하는 경우의 BPSK 신호의 오율 특성 그래프이다. 오율 그래프를 통해 알 수 있듯이 $P_e=10^{-3}$에서 같은 부호율을 실현하기 위해 잡음과 도플러 위상에러가 동시에 존재할 때는($\hat{\theta}=0^0$) 3.2dB이고, Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 도플러 위상에러가 동시에 존재할 때는($\hat{\theta}=0^0$) 13.8dB이고, 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 도플러 위상에러가 동시에 존재할 때는 ($\hat{\theta}=0^0$) 14.0dB 임을 알 수 있다. 그러므로 잡음과 도플러 위상에러가 동시에 존재할 때보다 Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 도플러 위상에러가 동시에 존재할 때 10.6dB의 송신전력이, 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 도플러 위상에러가 동시에 존재할 때는 10.8dB의 송신전력이 더 필요함을 알 수 있다.

〔그림 8〕은 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 Hamming(7,4) 부호화된 BPSK 신호의 오율 특성 그래프이다. $P_e=10^{-3}$에서 같은 부호율을 실현하기 위해서는 부호화 하지 않을 때보다 Hamming(7,4)로 부호화 했을 경우 송신전력이 6.8dB 개선됨을 알 수 있으며, $P_e=10^{-5}$에서 같은 부호율을 실현하기 위해서는 13.5dB 송신전력이 필요함을 알 수 있다.

〔그림 9〕는 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$)크기에 따른 RS(7,4) 부호화된 BPSK 신호의 오율 특성 그래프이다. $P_e=10^{-3}$에서 같은 부호율을 실현하기 위해서는 부호화 하지 않을 때보다 RS(7,4)로 부호화 했을 경우 송신전력이 10.8dB 개선됨을 알 수 있으며, $P_e=10^{-5}$에서 같은 부호율을 실현하기 위해서는 9.1dB의 송신전력이 필요함을 알 수 있다.

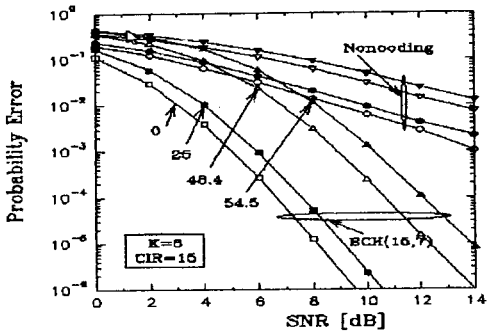
〔그림 10〕은 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 BCH(15,7) 부호화된 BPSK 신호의 오율 특성 그래프이다. 이때도 $P_e=10^{-3}$에서 같은 부호율을 실현하기 위해서는 부호화 하지 않을 때보다 BCH(15,7)로 부호화 했을 경우 송신전력이 10.9dB 개선됨을 알 수 있으며, $P_e=10^{-5}$에서 같은 부호율을 실현하기 위해서는 8.1dB의 송신전력이 필요함을 알 수 있다.

〔그림 11〕과 〔그림 12〕는 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 컨벌루션 부호화된 BPSK 신호의 오율 특성 그래프이다. 〔그



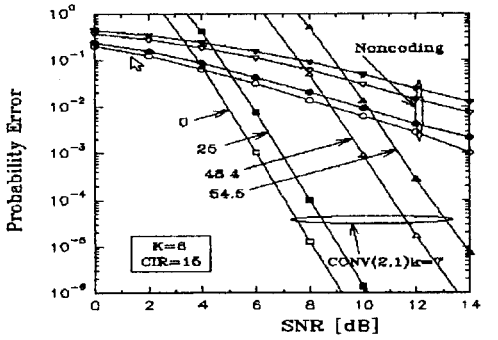
〔그림 9〕 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 RS(7,4) 부호화된 BPSK 신호의 오율 특성

〔Fig. 9〕 Error performance of RS(7,4) coded BPSK signal with Doppler phase error in Interference and Rician Fading environments.



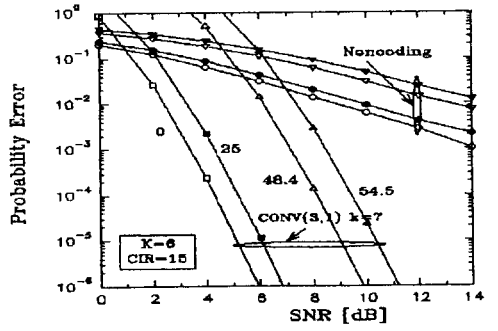
〔그림 10〕 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 BCH(15,7) 부호화된 BPSK 신호의 오율 특성

〔Fig. 10〕 Error performance of BCH(15,7) coded BPSK signal with Doppler phase error in Interference and Rician Fading environments.



〔그림 11〕 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 컨벌루션 부호화 된 BPSK 신호의 오율 특성(γ=1/2, k=7)

〔Fig. 11〕 Error performance of convolitional coded BPSK signal with Doppler phase error in Interference and Rician Fading environments.



〔그림 12〕 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 도플러 위상에러($\hat{\theta}$) 크기에 따른 컨벌루션 부호화 된 BPSK 신호의 오율 특성(γ=13, k=7)

〔Fig. 12〕 Error performance of convolitional coded BPSK signal with Doppler phase error in Interference and Rician Fading environments.

림 11]은 부호율이 1/2(γ=1/2)이고 구속장이 7(K=7)일 때의 그래프이며, 〔그림 12]는 부호율이 1/3(γ=1/3)이고 구속장이 7(K=7)일 때의 그래프이다. 이때도 $P_e=10^{-3}$에서 같은 부호율을 실현하기 위해서는 부호화 하지 않을 때보다 부호율이 1/2(γ=1/2)이고 구속장이 7(K=7)일 때는 송신

전력이 8dB, 부호율이 1/3(γ=1/3)이고 구속장이 7(K=7)일 때는 송신전력이 10.5dB 개선됨을 알 수 있다. 또, P_e=10^{-5}에서 같은 부호율을 실현하기 위해 부호율이 1/2(γ=1/2)이고 구속장이 7(K=7)일 때는 8dB, 부호율이 1/3(γ=1/3)이고 구속장이 7(K=7)일 때는 5.2dB의 송신전력이 필요함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 저궤도 이동위성을 이용한 통신방식을 제안하였고, 이때 이동위성의 움직임에 따라 주파수 변화가 BPSK 시스템 상에서의 위상에러로 변화됨을 알 수 있었고, 이 위상에러가 BPSK 시스템에 끼치는 영향을 고찰하였다. 이를 위해 역학적인 모델과 수식을 이용하여 위상에러의 크기를 결정하였을 때 다음과 같은 결과를 얻었다.

오율식과 오율 그래프를 통해서 보여주듯이 P_e=10^{-3}에서 같은 부호율을 실현하기 위해서 잡음과 도플러 효과가 존재하였을 때는 3.2dB인데 반해 Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 도플러 효과가 존재하였을 때와 간섭과 Rician 페이딩 환경하에서 잡음과 도플러 효과가 동시에 존재하였을 때 13.8dB와 140.dB로 현저하게 오율이 열화됨을 알 수 있다.

이 열화된 오율을 보상하기 위하여 부호화 기법을 사용하였는데 Hamming(7,4) 부호화 기법을 사용하였을 경우는 6.8dB의 송신전력이, RS(7,4) 부호화 기법을 사용하였을 경우는 10.8dB의 송신전력이, BCH(15,7) 부호화 기법을 사용하였을 경우는 10.9dB의 송신전력이 개선됨을 알 수 있다. 부호율이 1/2(γ=1/2)이고 구속장이 7(K=7)인 컨벌루션 부호화 기법을 사용하였을 경우는 8dB의 송신전력이 부호율이 1/3(γ=1/3)이고 구속장이 7(K=7)인 컨벌루션 부호화 기법을 사용하였을 경우는 10.5dB의 송신전력이 개선됨을 알 수 있다. 그러므로 10^{-3}의 부호율을 실현하기 위해서 사용한 부호화 기법중에서 BCH(15,7) 부호화 기법과 부호율이 1/3(γ=1/3)이고 구속장이 7(K=7)인 컨벌루션 부호화 기법이 큰 폭으로 개선됨을 알 수 있다.

P_e=10^{-5}에서 같은 부호율을 실현하기 위해서 Hamming(7,4) 부호화 기법을 사용하였을 경우는 13.5dB의 송신전력이, RS(7,4) 부호화 기법을 사용하였을 경우는 9.1dB의 송신전력이, BCH(15,7) 부호화 기법을 사용하였을 경우는 8.1dB의 송신전력이, 부호율이 1/2(γ=1/2)이고 구속장이 7(K=7)인 컨벌루션 부호화 기법을 사용하였을 경우는 8dB의 송신전력이, 부호율이 1/3(γ=1/3)이고 구속장이 7(K=7)인 컨벌루션 부호화 기법을 사용하였을 경우는 5.2dB의 송신전력이 필요함을 알 수 있다.

결과를 토대로 알 수 있듯이 10^{-5}의 부호율을 실행시키기 위해서는 부호율이 1/3(γ=1/3)이고 구속장이 7(K=7)인 컨벌루션 부호화 기법과 BCH(15,7) 부호화 기법을 사용하였을 경우 송신전력이 가장 적게 나타남을 알 수 있다.

앞으로의 연구는 보상 기법 중 다이버시티 기법과 다른 페이딩 환경하에서의 성능에 대하여 수행하고자 한다.

참 고 문 헌

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

[2] W. C. Y. Lee, *Mobile Communication Engineering*, New York ; McGraw-Hill, 1982.

[3] 박세경, 김재명, "이동위성 시스템 설계 기술," 한국통신학회지, 제10권 11호, pp. 57-73, 1993.

[4] K. Feher, *Digital Communications Satellite/Earth Station Engineering*, Prentice-Hall : Englewood, 1983.

[5] C. S. Weaver, "A comparison of several types of modulation," *IRE Trans. on Com-*

mun. Sys., pp. 96-101, Mar. 1959.

[6] 이희덕, "페이딩 환경하에서 디지틀 무선통신 시스템의 성능 해석 및 다이버시티 수신 기법과 부호화 기법에 의한 성능 개선에 관한 연구," 한국항공대학교 대학원 석사학위 논문, 1994.

[7] 滑川敏彦, 奧井重彦, 通信方式, (日本)森北出版株式會社, 1990.

[8] 임춘원, "이동위성을 이용한 통신에 있어서 도플러 효과에 의한 위상에러의 검출과 보상," 한국항공대학교 대학원 석사학위 논문, 1986.

[9] 원동호, 정보와 부호 이론, Ohm社, 1993.

[10] J. L. Massey, "Shift-register synthesis and BCH decoding," *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. IT-15, pp. 122-127, Jan. 1969.

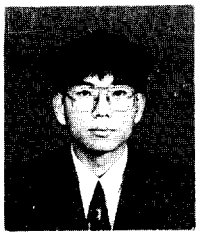
[11] B. D. Trumpis, "Convolutional coding for M-ary channels," Ph. D. Dissertation, Univ. California, Los Angeles, 1975.

[12] E. R. Berlekamp, *Algebraic Coding Theory*, New York, McGraw-Hill, 1968.

[13] A. J. Viterbi, "Error bounds for Convolution code and asymptotically optimum Decoding algorithm," *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. IT-13, no. 4, pp. 260-269, Apr. 1967.

[14] A. J. Viterbi, "Convolutional Codes and their performance in communication system," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. Com-19, pp. 751-772, Oct. 1971.

조 훈 주



1970년 1월 3일생

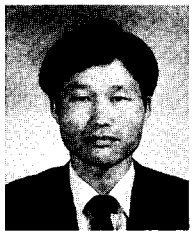
1988년 3월~1992년 2월 : 동신대학교 전자공학과(공학사)

1994년 8월~1996년 8월 : 동신대학교 전기전자공학과 대학원(공학박사)

1996년 8월~현재 : (주)대영전자 전송기술실/S.W팀 연구원

[주 관심분야] 디지탈 통신 시스템, 부호화, 이동통신, 위성통신

강 희 조



1961년 1월 26일생

1979~1986년 원광대학교 전자공학과(공학과)

1986~1988년 숭실대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1989~1994년 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과(공학박사)

1990년 3월~1996년 현재 동신대학교 전기전자공학과 부교수

1994년 7월~1995년 12월 한국전자통신연구소 위성망연구실 초빙연구원

1996년 5월~1996년 현재 한국전자파학회 호남지부 총무

[주 관심분야] 대역확산통신, 이동통신, 위성통신, EMI/EMC

최 용 석

한국전자통신연구소 위성망연구실